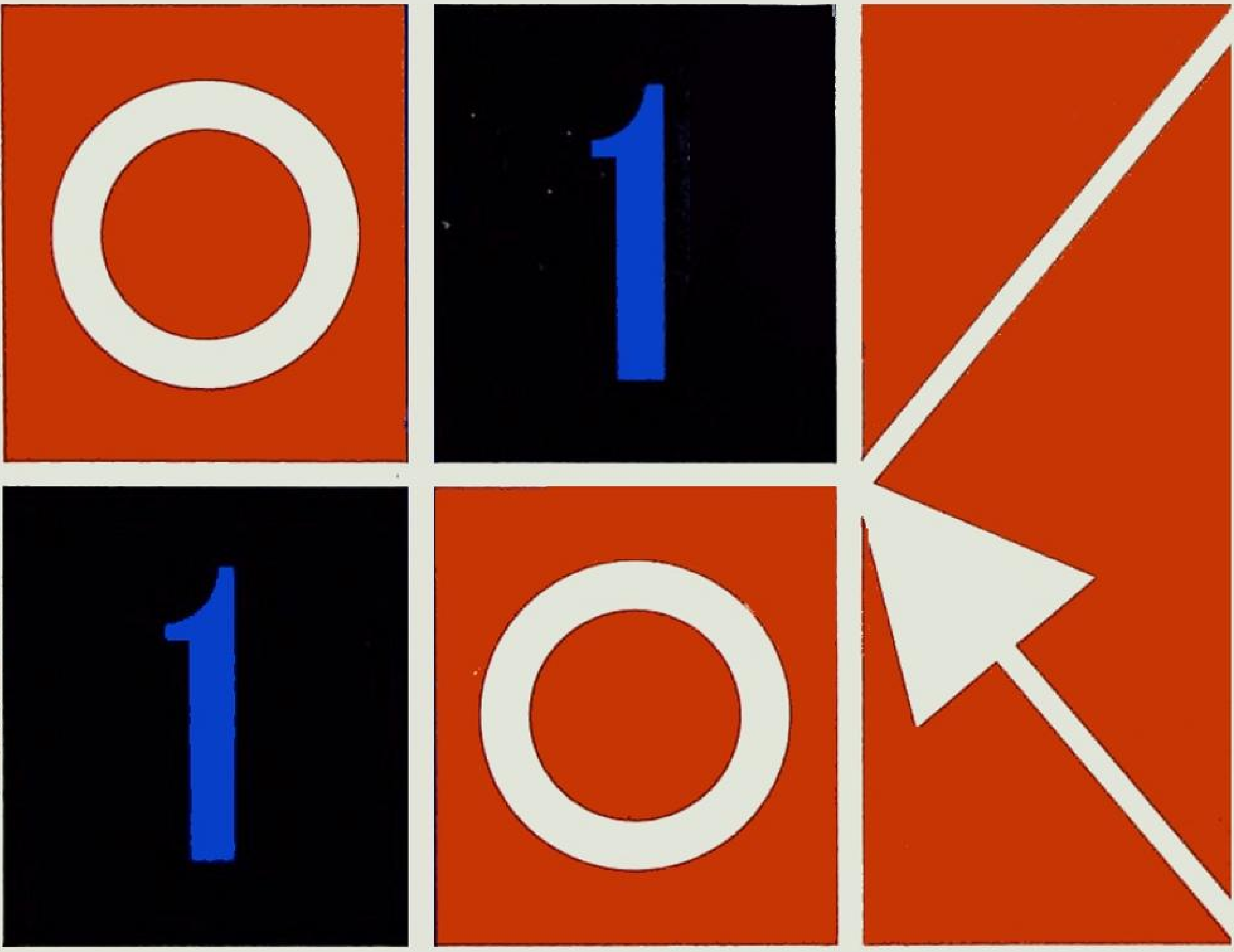
Dipl.-Ing. A. Koroncai en Ir. R. Alving

De transistor als elektronische schakelaar



PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

Gerestaureerd door Jos Verstraten - 2025

DE TRANSISTOR
ALS ELEKTRONISCHE SCHAKELAAR

N.V. UITGEVERSMAATSCHAPPIJ CENTREX - EINDHOVEN

DE TRANSISTOR
ALS
ELEKTRONISCHE SCHAKELAAR

Dipl. Ing. A. KORONCAI

Ir. R. ALVING

1966

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

Dit boek verschijnt ook in het Engels, Frans en Duits

Het boek bevat 246 pagina's, 359 figuren, 45 foto's en 25 tabellen

U.D.C. nr. 621 . 382 . 3 : 621 . 374 . 3

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, 1966

Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden

Geen garantie wordt gegeven dat de in dit boek vervatte informatie vrij loopt van octrooirechten; door deze publikatie wordt geen enkele licentie onder eventueel bestaande octrooien verleend.

Gedrukt in Nederland

VOORWOORD

Reeds spoedig na de uitvinding van de transistor bleek dat dit nieuwe element zich bij uitstek leende om gebruikt te worden als schakelaar in diverse elektronische schakelingen, mede doordat deze schakelaar kan worden toegepast in diverse soorten vibratorschakelingen, waarbij de voordelen van de zeer grote schakelsnelheden, die met deze elektronische schakelaar bereikt kunnen worden, zeer sterk naar voren treden. Het voorkomen van twee stabiele toestanden, nl. geleidend en niet geleidend, maakte dus dit element mede van nature als schakelaar bruikbaar in logische schakelingen.

Tegelijk met de ontwikkeling van de transistor vond een ontwikkeling plaats van de twee-waardige logische schakelingen die een geheel nieuw gebied ontsloten hebben, waarbij elektrische grootheden eventueel verkregen door omzetting van analoge mechanische grootheden in elektrische, digitale signalen verwerkt worden, waardoor de nauwkeurigheid van de meting op eenvoudige wijze kan worden vergroot. De digitale verwerking heeft ertoe geleid dat vele industriële meet- en regelprocessen met behulp van de digitale transistorschakelingen gemeten, geregeld of gestuurd kunnen worden.

In dit boek wordt, na een gedegen inleiding over de eigenschappen van de transistor als schakelaar, ingegaan op de meest voorkomende schakelingen waarin de transistor als zodanig wordt gebruikt en wordt in een apart hoofdstuk een overzicht gegeven van de logische schakelingen, die hiermede gerealiseerd kunnen worden. Vervolgens worden voorbeelden behandeld van digitale meet- en regelsystemen waarbij duidelijk naar voren komt hoe de samenhang van de verschillende toegepaste schakelingen is en hoe deze worden gebruikt ten behoeve van elektronisch meten, regelen en besturen.

Ten slotte wordt nog aandacht gewijd aan die digitale schakelingen waarbij uitlezing geschieden moet langs digitale of analoge weg. Hoewel uiteraard de toegepaste schakelingen in grote lijnen vergelijkbaar zijn met die welke in elektronische rekenmachines worden toegepast, liggen de typische elektronische rekenmachines toch buiten het bestek van dit boek.

November 1965 *De auteurs*

INHOUD

Voorwoord V

Inleiding 1

1. Elektronische schakelaars met transistors 4

1.1 De transistor als schakelaar in het algemeen 4
1.2 Transistorschakelaar met open basis in niet-geleidende toestand ($I_B = 0$) 7
1.3 Transistorschakelaar met basisweerstand in niet-geleidende toestand ($V_{BE} = 0$) 11
1.4 Transistorschakelaar met positieve hulpspanning in niet-geleidende toestand ($V_{BE} > 0$) 13
1.5 Transistorschakelaar met positieve basis-voorspanning afgeleid van een tweede voedingsbron 17
1.6 De transistor-stroomschakelaar met emissorstroombegrenzing 20
1.7 De transistorschakelaar als:
triller (chopper)
faze-gevoelige schakelaar
contactloze potentiometer
omschakelbare spanningsdeler
(emissorvolger met twee voedingsbronnen) 21
1.8 Parallelschakeling van schakeltransistors voor grotere stromen 26
1.9 Toelaatbare collectordissipatie en koelplaten 27

2. Schakeltijden bij de transistorschakelaar 29

2.1 Schakeltijden, algemeen 29
2.2 Inschakeltijden en hoe ze te verbeteren 31
2.3 Uitschakeltijden en de beïnvloeding ervan 32
2.4 In- en uitschakeltijden bij oversturing 33
2.5 Ideale vorm van een stuursignaal 34
2.6 Enkele methoden voor impulsvormverbetering 36
2.7 Uitschakeltijden bij inductieve belasting 39

3. Vibratorschakelingen en hun besturing 42

3.1 Bistabiele vibrator of flip-flop 42
3.2 De monostabiele vibrator of univibrator (one shot) 44
3.3 De Schmitt-triggerschakeling 47
3.4 De a-stabiele of multivibrator 54
3.5 Besturing of triggering van vibrators 56
3.6 Voorkeurstanden van flip-flopschakelingen 61
3.7 Samenvatting van, en symbolen voor blokschema's 62

4. Logische schakelingen 65

4.1 Omkeerversterker of omkeerschakelaar 67
(inverter amplifier: I.A.)
4.2 Emissorvolger (E.F.) – (collectorbasisschakelaar) 72
4.3 „Niet" functie 73
4.4 „Of" schakelingen 75
4.5 „En" schakelingen 79
4.6 Omkeerparen 82
4.7 „NOR" schakelingen 85
4.8 Logische vergelijkingsschakelingen 87
(gelijk-ongelijk komparators)
4.9 Symbolen voor blokschema's 97

5. Fototransistors als schakelaar 99

6. De bistabiele vibrator als frequentiedeler en teller 103

6.1 Coderen met bistabiele vibrators 103
6.2 Decodering van binaire stelsels 113
6.3 Indicatie-apparatuur voor tellers 119
6.4 Teller met afleesapparatuur (passieve teller). 125
6.5 Teller met voorinstellingen voor besturingsdoeleinden
(actieve tellers) 126
6.6 Speciale tellers (heen- en terugtellers; ringtellers) 127
6.7 Ingangsschakelingen voor tellers 130

7. Enige systemen voor het meten en besturen met behulp van digitale techniek 137

7.1 Symbolen voor het tekenen van meet- en besturingssystemen . 139
7.2 Units voor logische schakelingen 142

7.3 Units voor tellers 146
7.4 De getransistoriseerde elektronische teller in het algemeen, met de eenvoudigste toepassing als tijdmeter en tijdschakelaar . . 158
7.5 Toerenteller annex frequentiemeter 163
7.6 Contactloze machinebesturing met teller waarin een voor-ingesteld programma 165
7.7 Elektro-optische machinebesturing met behulp van een aan-gedreven filmstrook (i.p.v. een elektronische teller) 169
7.8 Besturing van een montagemolen met behulp van een schuif-register 176
7.9 Het principe van de digitale voltmeter 181
7.10 Samenvatting van de karakteristieke eigenschappen van digitale meet- en bestuurapparatuur 183

8. **Digitale apparatuur zonder indicatie of met analoge indicatie** . . . 185

8.1 Gelijkstroomregeling verduidelijkt aan de hand van een motor-toerenregeling 185
8.2 Toerental-tolerantiemeters, jengelmeters 187
8.3 Koppelmeters 192
8.4 Meting van tijdsvertraging, impulsbreedte en fazeverschuiving 195
8.5 Amplitude-discriminators en indicators voor tolerantiegrenzen 198
8.6 Tijdsvertragingen en frequentiedelers werkend met mono-stabiele vibrators (one shot) 203
8.7 De synchrone schakelaar 206
8.8 Controle-apparatuur voor vaste, of volgens een programma wisselende doorverbindingen 208
8.9 Digitale tijdschakelaar met analoge teller 214

9. **Aanhangsel** 216

9.1 Gegevens van halfgeleiders 216
9.2 De meetgelijkrichter; de integrator en discriminator voor frequentiemetingen 233
9.3 Diodebegrenzers 236
9.4 Oplossing van de gestelde problemen 237

Literatuurlijst 239

INLEIDING

Het principe van de transistor werd in 1948 door Bardeen, Brattain en Shockley gevonden op het Bell laboratorium in Amerika. Zoals zijzelf bij de uitreiking van de Nobelprijs in 1956 opmerkten, waren zij zo gelukkig om, gebruik makend van de vele over tientallen jaren verzamelde resultaten van alle onderzoekers op het gebied van halfgeleiders, deze te kunnen overkoepelen en bekronen met het scheppen van de transistor.

De ontwikkeling van de elektronenbuis heeft zich sinds 1902 gestaag doorgezet en is thans tot een algemeen bekende verfijning gekomen. De komst van de transistor werd door vele specialisten op het gebied van de elektronica als welkome aanleiding aangegrepen om daarop ook hun krachten te beproeven, vandaar een zo stormachtige ontwikkeling van de transistor en zijn toepassingen als nog niet in de historie van de techniek had plaatsgehad.

Na het uitkomen van de transistor bleek dat deze de leemte, die reeds lang bestond in de mogelijkheden van de buizentechniek, zou aanvullen.

Een begrijpelijke beschouwing van de fysische grondslagen van de transistor en van zijn toepassingen in schakelingen voor het versterken van sinusvormige signalen in het lf- en hf-gebied is zo veelomvattend, dat hiervoor afzonderlijke boekwerken nodig zouden zijn. In dit boek zullen wij ons – zoals in het Voorwoord vermeld – beperken tot het specifieke gebruik van de transistor als schakelaar.

Als eerste doet zich de simpele vraag voor: Wat doet een schakelaar?

Een schakelaar onderbreekt en sluit op bevel elektrische stroomkringen.

Bekend is de mechanische uitvoering van de elektrische schakelaar; hij bevat minstens twee geleidende beweeglijke contacten voor het doorgeven en onderbreken van de stroom. Het bevel wordt uitgevoerd via een beweging; deze beweging is het gevolg van een kracht, geleverd òf door de mens òf door een bedieningsmechanisme (pneumatisch, hydraulisch, elektromagnetisch, enz.).

De elektrische eigenschappen van de schakelaar worden bepaald door de overgangsweerstand (die zo klein mogelijk moet zijn) in gesloten toestand, en de lekweerstand (die zo groot mogelijk moet zijn) in geopende toestand. De overgangsweerstand is een serieweerstand tussen de gesloten elektrische

contacten, en is afhankelijk van contactdruk en contactmateriaal en -vorm. De lekweerstand is een parallelweerstand over de geopende contacten en wordt bepaald door soort en vorm van het vereiste isolatiemateriaal om de contacten mechanisch t.o.v. elkaar te fixeren.

De kracht die nodig is voor het sluiten van de contacten, is opgebouwd uit een kracht om de massa van de contacten te versnellen tot een bepaalde beweging en een kracht om de contacten met een zekere druk mechanisch contact te laten maken. Deze beweging kost dus tijd; er is dan ook sprake van in- en uitschakeltijden.

Tijdens de ontwikkeling van de elektronenbuis kwam ook de buis (met en zonder verhitte katode) naar voren als schakelaar. De elektroden vormen de contacten, de beweging van de elektronen in de buis komt, voor wat de schakeltijd betreft, overeen met de beweging van de contacten van de elektrische schakelaar. De stuurspanningen vereisen, t.o.v. de geschakelde vermogens, zo weinig energie dat zij verwaarloosbaar zijn, daarentegen vraagt de eventuele katodeverhitting veel energie.

De mechanische constructie van de elektronenbuis met voeding is omvangrijk en kwetsbaar, de dissipatie van warmte aanzienlijk, De overgangsweerstand is veel groter dan die van de mechanische schakelaar, zodat de schakelstromen beperkt zijn. De lekweerstand is ook veel hoger; dit voordeel kan vaak niet ten volle benut worden wegens de beperkte buisspanning in open toestand. De hoge overgangsweerstand en de hoge dissipatie hebben de toepassing van de elektronenbuis als schakelaar sterk belemmerd; dit in tegenstelling tot de overgangsweerstand en de dissipatie van de schakeltransistor.

De transistor heeft drie elektroden: emissor, collector en basis. Identiek als bij de buis kent men de geaarde emissor-, geaarde collector- en geaarde basisschakeling (of respectievelijk: emissor-basis-, collector-basis- en basis-basisschakeling).

Er bestaan, voor wat betreft de volgorde van opbouw, twee typen transistors, de *pnp* en de *npn* transistor (al naar gelang de samenstellende delen positieve of negatieve ladingdragers bevatten). Indien de lezer zich hierin wil verdiepen, wordt hij verwezen naar 100, 101, 114, 310, 315, 318 in de litteratuurlijst. Bij *npn* transistors zijn de polariteiten van de voedingsspanning tegengesteld aan die bij *pnp*; bij de elektronenbuizen bestaat deze uitvoering met tegengestelde voedingsspanningen niet. Ook daarom wordt van de transistortechniek zo'n enorme opgang verwacht. Van bovengenoemde mogelijkheden worden hoofdzakelijk de geaarde emissorschakelingen van het type *pnp* transistor besproken, daar deze verreweg de grootste betekenis hebben in de schakeltechniek.

Bij de schakeltransistor zijn de mechanische contacten vervangen door de emissor- en collectorvlakjes op de basis. De schakeltijden worden eveneens bepaald door de snelheid der elektronen en de afstanden tussen de drie elektroden. De besturing is in principe stroombesturing, d.w.z. er is energie voor nodig. De transistor behoeft geen gloeispanning; de warmtedissipatie is gering. De ingenomen ruimte is klein; de constructie is mechanisch sterk, de temperatuurafhankelijkheid echter is groot.

De overgangsweerstand is laag (groter dan die van de mechanische schakelaar, echter veel lager dan die van de elektronenbuis). De lekweerstand is vrij laag en sterk temperatuurafhankelijk. De maximum spanningen in open toestand zijn laag t.o.v. die bij de buis. De lage overgangsweerstand, de kleine afmetingen, de geringe warmtedissipatie en de mechanisch robuuste constructie zijn echter zo belangrijk, dat de nadelen verre overvleugeld worden.

HOOFDSTUK 1

ELEKTRONISCHE SCHAKELAARS MET TRANSISTORS

1.1 De transistor als schakelaar in het algemeen

Aan de hand van een praktisch voorbeeld zal de werking verklaard worden. In fig. 1.1–1*a* is een ohmse weerstand R_L in serie geschakeld met een open schakelaar en aangesloten op een voedingsspanning V_1. In het circuit vloeit geen stroom, en over de schakelaar staat dus de voedingsspanning V_1. Wil men nu de schakelaar vervangen door een schakeltransistor, dan moet deze ook in niet-geleidende toestand verkeren. Een *pnp* transistor is niet geleidend indien de basis positief is t.o.v. de emissor of $V_{BE} > 0$. De voedingsspanning bij een *pnp* transistor moet zó zijn dat de collector aan de negatieve zijde wordt aangesloten (bij de *npn* transistor liggen alle polariteiten tegengesteld). Op deze wijze komt men tot fig. 1.1–1*b*. Over de niet-geleidende transistor staat weer de voedingsspanning V_1 tussen collector en emissor ($= V_{CE}$). Het type transistor moet zo gekozen worden dat deze spanning toelaatbaar is.

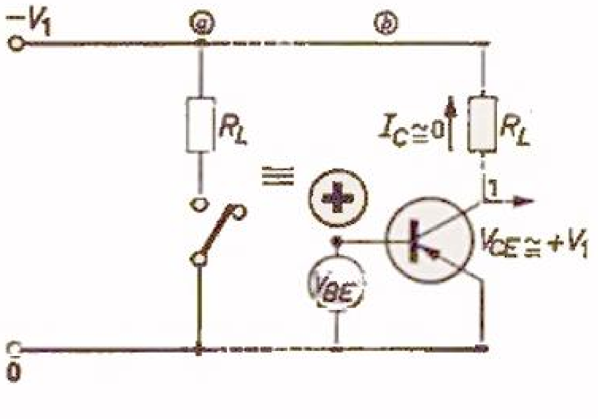


Fig. 1.1–1

Vervolgens sluiten wij de schakelaar en komen aldus tot fig. 1.1–2*a*. De schakelaar heeft een overgangsweerstand van praktisch 0 Ω, zodat de spanning over de schakelaar tot nul terugvalt. Er gaat een door R_L begrensde stroom lopen.

Vervangt men de gesloten schakelaar door een transistor, dan moet deze in geleidende toestand verkeren. Dit is het geval indien de basis negatief is t.o.v. de emissor, of: $V_{BE} < 0$ (zie fig. 1.1–2*b*). De (collector-)stroom wordt

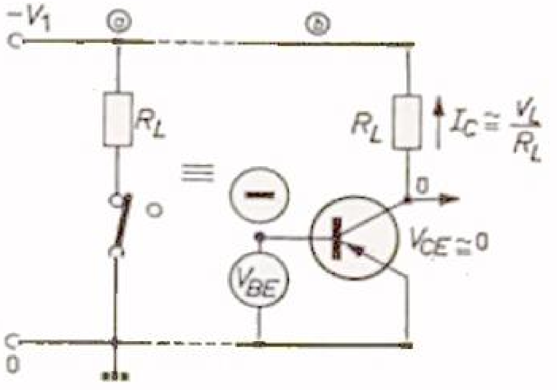


Fig. 1.1–2

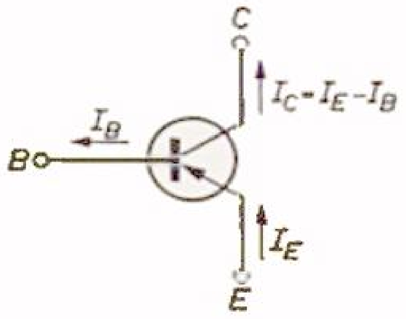


Fig. 1.1–3

alleen begrensd door weerstand R_L, het type transistor moet dus zo gekozen worden dat deze stroom toelaatbaar is. De spanningstoestand aan de collector t.o.v. aarde (of nul) geeft aan of de transistor niet of wel geleidend is, m.a.w. of de schakelaar open of gesloten is.

Als de collectorspanning (afgezien van de polariteit) $|V_{CE}| \gg 0$ en ongeveer gelijk is aan de voedingsspanning V_1, dan heeft de transistorschakelaar een uitgangsspanning, en deze noemen wij „signaal 1". Dit komt voor als de transistor niet geleidend is, zoals in fig. 1.1–1*b*. In geleidende toestand daarentegen heeft de collector een „signaal 0", d.w.z. de collectorspanning is ongeveer nul ($V_{CE} \approx V_{\text{knie}}$).

Zoals reeds opgemerkt, heeft een transistor drie aansluitingen, en er zijn dus ook drie stromen naar en spanningen tussen deze drie punten mogelijk. In fig. 1.1–3 is dit weergegeven. Hierin duiden de pijlen de stroomrichting aan die positief genoemd wordt. Vindt men in de praktijk een stroom die tegengesteld aan de pijlrichting loopt, dan moet deze met een negatief teken aangegeven worden. De spanning tussen collector en emissor wordt aangeduid met V_{CE}.

In niet-geleidende toestand heeft de transistor een lekweerstand, en dientengevolge een lekstroom. De grootte van deze lekstroom wordt altijd gedefinieerd als de collectorstroom die optreedt bij een basisstroom gelijk aan nul en wordt aangeduid met I_{CEO} of I'_{CO} (in sommige katalogi met I_{CEX}) speciaal voor schakeltransistors. In fig. 1.1–4 ziet men het verband tussen collector-emissorspanning (horizontaal) en collectorstroom (vertikaal) bij enige verschillende constante basisstromen. Bij de kromme $I_B = 0$ vinden we de I_{CEO} als functie van de collector-emissorspanning V_{CE}.

I_{CEO} stijgt dus langzaam met oplopende V_{CE}. In de katalogusbladen van transistors wordt I_{CEO} vermeld bij één waarde van V_{CE} en bij één bepaalde temperatuur, die gewoonlijk 25 °C is.

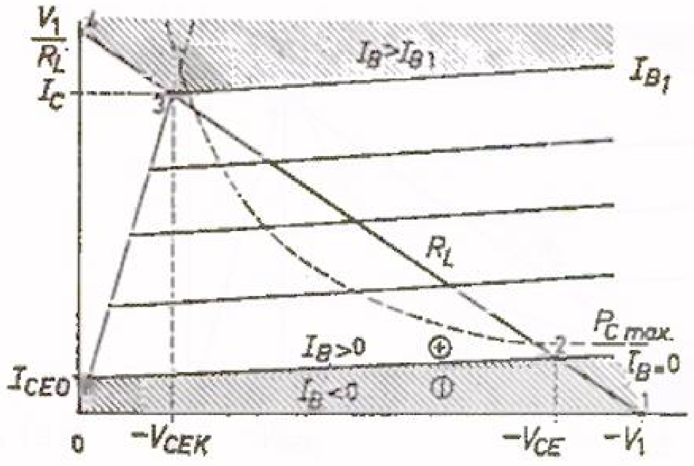


Fig. 1.1–4

Als vuistregel kan men aannemen dat voor germanium-transistors bij iedere 8 °C temperatuurstijging de I_{CEO} een faktor twee groter wordt (bij silicium transistors bij iedere 16 °C). In de katalogi van transistors staan grafieken die het verband tussen I_{CEO} en temperatuur weergeven. In fig. 1.1–4 is de weerstand R_L ingetekend. Dit is een rechte lijn tussen de punten 1 en 4, nl. $V_{CE} = V_1$ op de horizontale as, resp. $I_C = \frac{V_1}{R_L}$ op de vertikale as. De snijpunten van deze lijn met de verschillende grafieken geven de mogelijke toestanden aan. Stel dat de transistor in niet-geleidende toestand een $I_{CEO} = 0$ had, (punt 1), dan is de collectorspanning $V_{CE} = V_1$, zodat over de weerstand een spanning nul staat.

Gaat er echter een kleine stroom vloeien, dan zal de spanning over weerstand R_L toenemen en de collectorspanning afnemen. Bedraagt de collectorstroom juist de lekstroom I_{CEO}, dan bereikt men punt 2; hier is $I_B = 0$ en $V_{CE} = V_1 - I_{CEO} \cdot R_L$. De spanning aan de collector wordt dus kleiner met een bedrag: lekstroom × belastingsweerstand. Bij positief wordende basisstroom $I_B > 0$, beweegt het punt zich over de rechte lijn en komt bij $I_B = I_{B1}$ in punt 3 waarbij een collectorstroom I_C loopt. De daarbij behorende spanning $V_{CE} = V_{CEK}$ heet „kniespanning". De waarden van V_{CEK} die in de praktijk voorkomen liggen tussen 0,1 — 0,3 V. De transistor kan in deze toestand geen hogere collectorstroom voeren; pas bij volledige kortsluiting tussen collector en emissor zou punt 4 worden bereikt.

De punten 2 en 3 zijn de twee schakelstanden van de transistor; punt 2 is de stand „uit" en punt 3 de stand „in".
In punt 2 is de warmtedissipatie in de transistor zelf:

$$V_{CE} \cdot I_{CEO} = P_{uit}$$

waarin P_{uit} de dissipatie in watts aangeeft (spanning groot; stroom zeer klein).
In punt 3 vindt men evenzo:

$$V_{CEK} \cdot I_C = P_{\text{in}}$$

met grote stroom en zeer kleine spanning.

Van elke transistor is $P_{C\max}$ aangegeven. Dit is een constant bedrag voor elke waarde van V_{CE} en I_C. De kromme $I_C \cdot V_{CE} = P_{C\max}$ is gestippeld weergegeven. Alle punten in de figuur onder deze lijn geven een dissipatie kleiner dan $P_{C\max}$, die erboven een grotere.
De punten 2 en 3 moeten onder de stippellijn liggen omdat $P_{\text{uit}} \leqslant P_{C\max}$ en $P_{\text{in}} \leqslant P_{C\max}$ moet zijn. Opvallend in fig. 1.1–4 is dat de „werklijn" R_L de kromme $P_{C\max}$ snijdt en er gedeeltelijk boven loopt.

In normale versterkerschakelingen is dit niet toegestaan, hier echter wel mits tussen de twee stabiele schakelpunten 2 en 3 de omschakeltijd zeer kort is (zie hoofdstuk 2).

1.2 Transistorschakelaar met open basis in niet-geleidende toestand ($I_B = 0$)

Fig. 1.2–1 stelt de schakeling voor van de eenvoudigste transistorschakelaar. Wij kiezen de schakeltransistor OC 76, met een toelaatbare continue collectorstroom van 125 mA (zie tabel 9.1–1).

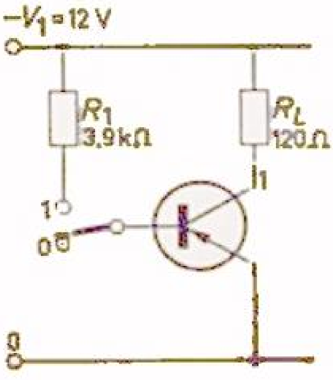


Fig. 1.2–1

In het voorbeeld wordt deze stroom voor 80% gebruikt; dus $I_C = 100$ mA. Bij een voedingsspanning $V_1 = 12$ V en een stroom van 100 mA wordt de belastingsweerstand dus minimaal 120 Ω (werklijn):

$$R_{L\min} = \frac{V_1}{I_C} = \frac{12}{0{,}1} = 120\ \Omega.$$

In fig. 9.1–2 is deze werklijn getekend. Uit deze figuur volgt dat voor $I_C = 100$ mA, $I_{B1} = 1$ mA moet zijn.
Het is nu mogelijk de grootte van R_1 te bepalen:

$$R_1 \approx \frac{V_1}{I_{B1}} = \frac{12}{0{,}001} = 12\,\mathrm{k}\Omega.$$

Voor het geval dat de karakteristiek niet gegeven is zoals in fig. 9.1–2, maar wel als tabel, zoals in tabel 9.1–1, wordt de grootte met behulp van de stroomversterkingsfactor α_{FE} bepaald.

In verscheidene katalogi is deze stroomversterking opgegeven als:

$$\vec{\alpha};\ \alpha_{FE};\ h_{21e};\ \alpha^1;\ \beta;\ B;\ h_{FE}.$$

Uit tabel 9.1–1 voor de transistor OC 76 volgt $\alpha_{FE} = 100$, zodat:

$$I_{B1} = \frac{I_C}{\alpha_{FE}} = \frac{0{,}1}{100} = 0{,}001\ \mathrm{A} = 1\ \mathrm{mA}.$$

Opmerking:
De karakteristieken zijn gegeven als gemiddelde van een groot aantal transistors; de dimensionering moet echter ook goed zijn voor de transistor met de laagste stroomversterking $\alpha_{FE\min}$.

In tabel 9.1–1 is de minimale stroomversterkingsfactor $\alpha_{FE\min} = 30$ voor de transistor OC 76; daarmee wordt:

$$I_{B1} = \frac{I_C}{_{FE\min}} = \frac{0{,}1}{30} = 0{,}0033\ \mathrm{A} = 3{,}3\ \mathrm{mA},$$

waaruit volgt dat:

$$R_1 = \frac{V_1}{I_{B1}} \approx 3{,}9\ \mathrm{k}\ \Omega.$$

(Bereken eens de collectordissipatie met $\alpha_{FE} = 30$ en $R_1 = 12\,\mathrm{k}\Omega$.)
Vervolgens controleren wij de collectordissipaties P_{in} en P_{uit} in de beide schakelstanden.

In ingeschakelde toestand geldt:

$$P_{\mathrm{in}} = V_{CEK} \cdot I_C = 0{,}4 \cdot 0{,}1 = 0{,}04\ \mathrm{W} = 40\ \mathrm{mW},$$

daar, volgens fig. 9.1–2, gegeven is dat V_{CEK} tussen 0,3 en 0,4 V ligt, of:

$$0{,}4 \geqslant V_{CEK} \geqslant 0{,}3.$$

Om aan de veilige kant te blijven, kiest men de waarde die de grootste dissipatie geeft, dus de grootste waarde van de kniespanning $V_{CEK} = 0{,}4$ V. De toelaatbare collectordissipatie $P_{C\max}$ bij verschillende omgevingstemperaturen is aangeduid in fig. 9.1–3. Nemen wij aan dat de omgevingstemperatuur T_{amb} niet boven 50 °C komt, dan wordt $P_{C\max} = 63$ mW zonder koelplaat op de transistor, en $P_{C\max} = 83$ mW met koelplaat op de transistor.

Uit de eis: $P_{in} \leqslant P_{C\max}$ volgt dat een koelplaat niet nodig is voor de ingeschakelde transistor.
Voor de uitgeschakelde toestand geldt $P_{uit} = V_1 \cdot I_{CEO} = 12 \cdot 0{,}0006 = 0{,}0072$ W $= 7{,}2$ mW.
Door I_{CEO} af te lezen uit fig. 9.1–2, waarin:

$$0{,}2 \text{ mA} \leqslant I_{CEO} \leqslant 0{,}6 \text{ mA},$$

met weer die grootste waarde voor I_{CEO}, die de grootste dissipatie geeft. Fig. 9.1–2 geldt echter voor $T_{amb} = 25$ °C.
We wezen er reeds op dat I_{CEO} sterk van de temperatuur afhangt. In fig. 9.1–4 ziet men dat I_{CEO} b.v. bij $T_{amb} = 43$ °C tot de tienvoudige waarde kan stijgen. Bij 43 °C kan

$$I_{CEO} = 10 \times 0{,}6 = 6 \text{ mA en } P_{uit} = 72 \text{ mW worden.}$$

Wij lezen uit fig. 9.1–3 af dat de toelaatbare collectordissipatie bij $T_{amb} = 43$ °C zonder koelplaat 80 mW is, en met koelplaat 106 mW. Tot 43 °C mogen wij de hierboven gedimensioneerde schakelaar dus zonder en met koelplaat gebruiken.

Bij 50 °C, dus slechts 7 °C hoger, blijkt dat de lekstroom 23 × zo groot is als bij 25 °C; (2,3 × zo groot als bij 43 °C), zodat bij 50 °C:

$$I_{CEO} = 23 \cdot 0{,}6 \text{ mA} = 13{,}8 \approx 14 \text{ mA}$$

waarmee:

$$P_{uit} = 12 \times 0{,}014 \text{ W} = 170 \text{ mW}.$$

Daar nu $P_{uit} \gg P_{C\max}$, zal de transistor vernield worden in uitgeschakelde toestand. De bij hogere temperaturen optredende waarden van I_{CEO} zullen echter over de belastingsweerstand van 120 Ω een spanningsval veroorzaken die de collector-emissorspanning V_{CE} vermindert, en wel volgens:

$$V_{CE} = V_1 - I_{CEO} \cdot R_L$$

zodat de collectordissipatie vermindert tot:

$$P_{uit} = V_1 \cdot I_{CEO} - I^2_{CEO} \cdot R_L \approx V_1 \cdot I_{CEO}$$

waarin $I^2_{CEO} \cdot R_L$ de warmteontwikkeling in de belastingsweerstand is. Hiermee wordt bij 50 °C:

$$V_{CE} = 12 - 0{,}014 \times 120 = 10{,}3 \text{ V}$$

en:

$$P_{\text{uit}} = 10{,}3 \cdot 14 = 145 \text{ mW},$$

hetgeen nog niet toelaatbaar is.

Er zijn dus drie mogelijkheden:

I. De schakeling is met koelplaat tot ongeveer 45 °C bruikbaar met een willekeurige transistor OC 76.

II. Indien de schakeling toch tot 50 °C bruikbaar moet zijn, zal:

$$P_{\text{uit}} \leqslant P_{C\max} = 83 \text{ mW}$$

of, om aan de veilige kant te blijven:

$$P_{\text{uit}} \approx V_1 \cdot I_{CEO} \leqslant 76 \text{ mW};$$

dus:

$$I_{CEO} \leqslant \frac{83}{12} = 7 \text{ mA bij } 50\ ^\circ\text{C},$$

of:

$$I_{CEO} \leqslant \frac{7}{23} = 0{,}3 \text{ mA bij } 25\ ^\circ\text{C}.$$

Dit is met een selectie van transistors OC 76 op $I_{CEO} \leqslant 0{,}3$ mA te bereiken, wat voor grotere verbruiksaantallen moeilijk is te verwezenlijken.

III. Het is aan te bevelen een grotere transistor toe te passen, b.v. OC 80 met $P_{C\max} = 550$ mW bij 25 °C.

Uit het bovenstaande is gebleken dat de afhankelijkheid van de lekstroom van de temperatuur bijzonder belangrijk is voor het dimensioneren van de schakeling. In fig. 9.1–6 is de lekstroom van de OC 76 nogmaals weergegeven bij 25 °C en 50 °C omgevingstemperatuur als functie van V_{CE}. De getrokken lijnen geven de nominale waarden, en de stippellijnen de maximale waarden van I_{CEO}, veroorzaakt door spreiding in de transistors.

In de katalogi worden bij hogere temperaturen alleen de vergrotingsfactoren vermeld, zodat voor de beginner de kwetsbaarheid van de schakeling ten gevolge van de temperatuurafhankelijkheid van de transistors niet zo sterk naar voren komt. Daarom is voor hem in fig. 9.1–7 een overzicht gegeven van de grootte van de lekstroom bij verschillende temperaturen voor bepaalde groepen transistors.

De in niet-geleidende toestand verkerende transistor van fig. 1.2–1 heeft

een $I_B = 0$, d.w.z. de basis ligt geheel vrij. Daar deze toestand, zoals hiervoor is gebleken, bij hogere temperaturen zeer kwetsbaar is, noemen wij deze schakeling thermisch onstabiel in tegenstelling tot later te beschrijven schakelingen, die thermisch stabiel zijn.

1.3. Transistorschakelaar met basisweerstand in niet-geleidende toestand ($V_{BE} = 0$)

De in fig. 1.2–1 getekende transistorschakelaar heeft, afgezien van de thermische onstabiliteit, nog een andere begrenzing, nl. de als maximum toelaatbare collector-emissorspanning $V_{CE\max}$ bij open basis.

Bij hogere waarden van V_{CE} (> 5 V) worden voor verschillende transistors minimale basisweerstanden voorgeschreven, zoals dit in fig. 9.1–9 voor enkele typen transistors gecombineerd is weergegeven. Deze spanningsgrens ligt voor de OC 76 bij $V_{CE} = -16$ V, d.w.z. de schakeling van fig. 1.2–1 is met de OC 76 bruikbaar tot een voedingsspanning $V_1 = -16$ V; ondanks dat de als maximum toelaatbare $V_{CE\max} = 32$ V is zoals vermeld in de katalogus.

Berekenen wij nu de schakeling van fig. 1.2–1 voor een voedingsspanning van $V_1 = -24$ V i.p.v. -12 V, dan volgt uit fig. 9.1–9 dat bij 24 V een ohmse weerstand van 4 kΩ aanwezig moet zijn tussen basis en emissor.

Wanneer bovendien de voedingsspanning niet gestabiliseerd is, kan deze onbelast hoger worden dan 24 V, b.v. maximaal 28 V. Voor deze spanning volgt uit fig. 9.1–9 een maximale weerstand $R_{BE} = 2{,}5$ kΩ; gekozen wordt dan $R_{BE} = 2{,}2$ kΩ. Met deze gegevens is een schakeling gegeven in fig. 1.3–1. De berekening van R_2 is hier als die van R_{BE}; die van R_1 is als opgegeven in de vorige paragraaf. Kenmerkend voor deze schakeling is dat in uitgeschakelde (gesperde) toestand $V_{BE} = 0$ V. In fig. 1.3–2 is een variant van fig. 1.3–1 getekend, met het voordeel dat gedurende het omschakel-

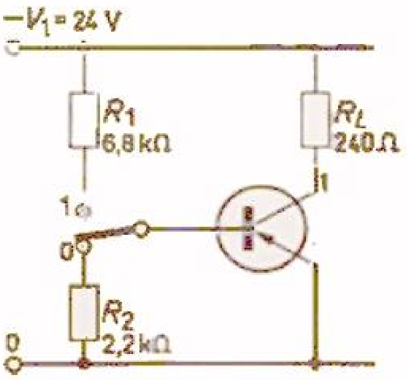


Fig. 1.3–1

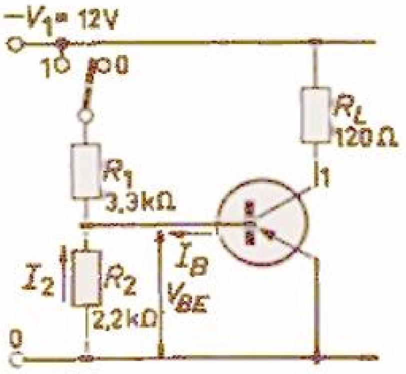


Fig. 1.3–2

moment ook $V_{BE} = 0$. In ingeschakelde toestand vloeien door R_1 twee stromen, nl. I_B en I_2, zodat R_1 kleiner wordt.

I_2 wordt bepaald door $I_2 = \frac{V_{BE}}{R_2}$, zodat nu R_1 bepaald wordt door:

$$R_1 = \frac{V_1 - V_{BE}}{I_B + I_2}.$$

Bij hogere omgevingstemperaturen is nog een extra spanningsbegrenzing voor V_{CE} gegeven, hetgeen is te zien in fig. 9.1–8. Hieruit volgt dat de OC 76 tot 45 °C omgevingstemperatuur is te gebruiken tot een $V_{CE\max} = -28$ V wanneer de transistor een koelplaat heeft, en tot een $V_{CE\max} = -24$ V als hij geen koelplaat heeft. Bij nog hogere omgevingstemperaturen ($T_{amb} =$ 55 °C) is het raadzaam $|V_{CE\max}| < 14$ V te kiezen, zoals is af te leiden uit fig. 9.1–8. Om deze reden is de schakeling in fig. 1.3–2 berekend voor $V_1 = -12$ V. Deze berekening verloopt aldus: uit

$$I_c = 100 \text{ mA} = 0{,}1 \text{ A en } \alpha'_{min} = 30$$

volgt een noodzakelijke basis-stuurstroom:

$$I_{B1} = \frac{100}{30} = 3{,}3 \text{ mA}.$$

Uit fig. 9.1–2 volgt dat voor $I_{B1} = 3{,}3$ mA een waarde van V_{BE} optreedt van $V_{BE} = 0{,}38$ V. Daarmee wordt:

$$I_2 = \frac{0{,}38}{2200} = 0{,}16 \text{ mA}.$$

Dus: $R_1 = \frac{12 - 0{,}38}{3{,}3 + 0{,}16} \cdot 10^3 \approx 3500\ \Omega$. Wij kiezen $R_1 = 3{,}3$ kΩ.

In fig. 1.3–3 is de basisweerstand R_1 opgebouwd uit twee afzonderlijke weerstanden in een verhouding van ongeveer 1 : 3. Berekend was $R_1 =$ 3500 Ω; hier is dan ook toegepast: $R_1 = R_{11} + R_{12} = 800 + 2700 = 3500$ Ω. Indien de schakelaar niet gesloten is, vloeit er basisstroom en is de transistor geleidend; dit in tegenstelling tot fig. 1.3–2, waarin de transistor geleidend is bij gesloten schakelaar.

Bij dit type schakelaars is er met basissignaal (1) op de collector geen signaal (0); in deze toestand is de transistor dus geleidend en de transistorschakelaar dicht. Daar de tekens aan basis en collector tegengesteld zijn, worden deze typen schakelaars ook omkeerversterkers of inverter-amplifiers genoemd (I.A.).

Wordt in fig. 1.3–3 de schakelaar gesloten dan komt het knooppunt R_{11} en R_{12} op nulpotentiaal, en dus ook de basis, zodat de basisstroom nul wordt en de transistor niet geleidend is. De basis heeft dan „signaal 0" en de collectoı „signaal 1"; de transistorschakelaar is dan niet-geleidend en open.

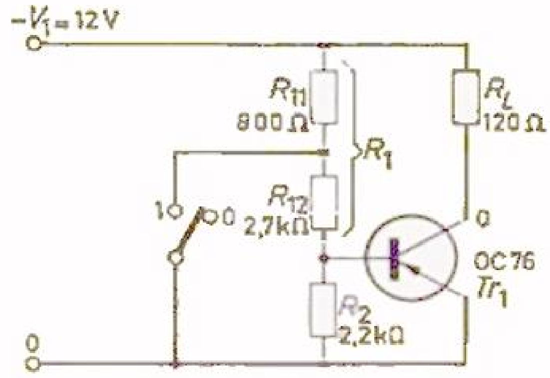


Fig. 1.3–3

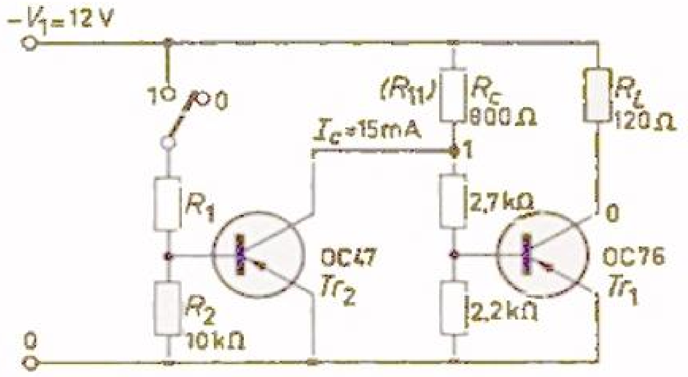


Fig. 1.3–4

In fig. 1.3–4 is de mechanische schakelaar van fig. 1.2–4 vervangen door de transistorschakelaar Tr_2. De berekening van deze transistorschakelaar verloopt overeenkomstig die in fig. 1.3–2. De weerstand R_{11} uit fig. 1.3–3 wordt dan $R_C = 800\ \Omega$. De kleinste waarde van $R_C = R_{11}$ wordt bepaald door de maximaal toelaatbare collectorstroom van transistor Tr_2. De maximale collectorstroom van Tr wordt dan

$$I_C = \frac{V_1}{\mathrm{R}_C} = \frac{12}{800} \cdot 10^3 = 15\ \mathrm{mA}.$$

Voor de OC 47 is dit ruim toelaatbaar. Als wij $R_2 = 10\ \mathrm{k}\Omega$ kiezen, kan de lezer zelf R_1 berekenen.

In fig. 1.3–4 staan twee transistors als schakelaar achter elkaar geschakeld. Bij ingangssignaal 0 volgt ook uitgangssignaal 0. Bij grotere eindtransistors voor grotere vermogens verloopt de berekening analoog; zulke transistors worden eventueel voorafgegaan door verscheidene transistortrappen, dit om de ingangs(schakel-)stromen klein te houden.

1.4 Transistorschakelaar met positieve hulpspanning in niet-geleidende toestand ($V_{BE} > 0$)

Gebleken is reeds dat de niet-geleidende transistor veel moeilijkheden gaf wegens de lekstromen bij hogere temperatuur, terwijl ook de toelaatbare

basisweerstand bij hogere collectorspanningen een rol speelt. Uit fig. 9.1–10 volgt dat de niet-geleidende transistor veel lagere lekstromen heeft bij een (tegengestelde) negatieve basisstroom i.p.v. een basisstroom nul, terwijl bovendien de toelaatbare $V_{CE\max}$ stijgt. Dit is ook te zien in fig. 9.1–8, waarin bij een $V_{BE} > 0{,}5$ V en bij 55 °C omgevingstemperatuur (met koelplaat) $V_1 = 28$ V wel toelaatbaar is.

Deze positieve voorspanning van de basis t.o.v. de emissor in de grootte-orde van 0,2—0,6 V kan uit dezelfde spanningsbron met een spanningsdeler R_3—R_4 in het emissorcircuit aangebracht worden, zoals uit fig. 1.4–1 blijkt.

Bij een basissignaal 0 is het collectorsignaal 1; de transistor is dus niet geleidend. De basis moet nu b.v. 0,3 V positief t.o.v. de emissor zijn, of de emissor 0,3 V negatief t.o.v. de basis. De basis ligt, via weerstand R_2, praktisch op nulpotentiaal; de emissor heeft een negatieve spanning van:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \times V_1$$

t.o.v. nulpotentiaal, dus ook t.o.v. de basis die op nulpotentiaal ligt. Hiermee is het gestelde doel bereikt. De grootte-orde van weerstand R_4 voor de kleinere schakeltransistors is 20—60 Ω. Voor de OC 76 nemen wij $R_4 = 39$ Ω. Voor een $V_4 = V_{BE} = 0{,}3$ V, wordt:

$$R_3 \approx \frac{V_1}{V_4} \cdot R_4 = \frac{24}{0{,}3} \cdot 39 = 3120\ \Omega.$$

Wij kiezen dus $R_3 = 2{,}7$ kΩ, waarmee $V_4 = 0{,}35$ V wordt. De weerstand in de collector bedraagt 600 Ω, zodat in geschakelde toestand minstens $\dfrac{V_1}{R_c + R_4} = 37$ mA moet lopen.

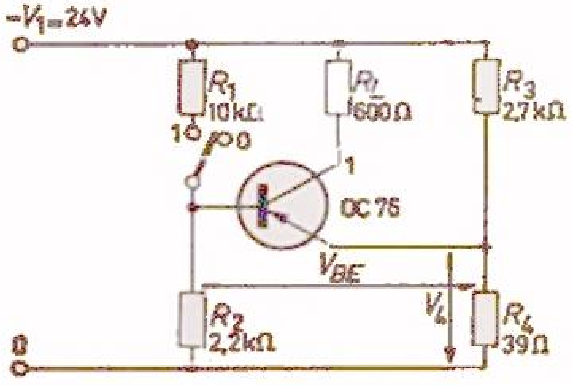


Fig. 1.4–1

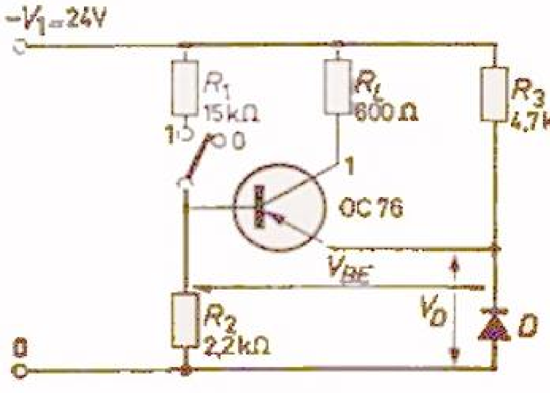


Fig. 1.4–2

Voor een I_C van 37 mA is een I_B van 1,25 mA zeker voldoende; dus: $I_E = 38{,}25$ mA.
De spanning over weerstand R_4 wordt dan:

$$V_4 = \approx 0{,}35 + I_E R_4 = 0{,}35 + 1{,}49 \approx 1{,}85 \text{ V}.$$

De weerstand $R_2 = 2{,}2$ kΩ voert nu een stroom I_2 van:

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_{BE} + V_4}{R_2} = \frac{0{,}35 + 1{,}85}{R_2} = 1 \text{ mA},$$

waarin V_2 bestaat uit V_{BE} en de spanning over R_4 in geleidende toestand V_4' is.
De weerstand R_1 voert een stroom $I_1 = I_B + I_2$, dus:

$$R_1 = \frac{V_1 - V_2}{I_1} = \frac{21{,}8}{2{,}25} \cdot 10^3 = 9.700\ \Omega.$$

In fig. 1.4–2 is R_4 vervangen door een niet-liniaire weerstand, b.v. een diode OA5. Uit fig. 9.1–22 volgt dat bij $V_D = 0{,}35$ V een I_D hoort van 5 mA. Hieruit volgt:

$$R_3 = \frac{V_1 - V_D}{I_D} = \frac{24 - 0{,}35}{0{,}005} = 4730\ \Omega.$$

Gekozen wordt $R_3 = 4{,}7$ kΩ.

Bij een emissorstroom van 38 mA plus een diodestroom van 5 mA, volgt uit fig. 9.1–20 dat $V_D = 0{,}53$ V.
V_2 wordt nu: $V_2 = V_{BE} + V_D = 0{,}35 + 0{,}53 = 0{,}88$ V
waarmee:

$$I_2 = \frac{0{,}88}{2200} = 0{,}4 \text{ mA}$$

en:

$$R_1 = \frac{V_1 - V_2}{0{,}00165} = 14.000\ \Omega.$$

De spanningsval over de diode zal vooral bij grotere collectorstromen beduidend kleiner zijn dan over een weerstand R_4.

In fig. 1.4–3 is weergegeven hoe men van een transistor zonder voldoende (transistor-)gegevens de instelling kan bepalen. R_3 en R_4 worden vooraf gekozen naar de vroeger gegeven richtlijnen. Een voltmeter met bekend stroomgebruik wordt geschakeld tussen collector en emissor die de waarde van V_{CE} aangeeft, en een mA-meter met een omschakelbaar bereik in de collectorleiding.

De voltmeter moet nauwkeurig de spanning over de transistor in geleidende toestand ($\approx V_{CEK}$) aan kunnen geven, de stroommeter de lek-

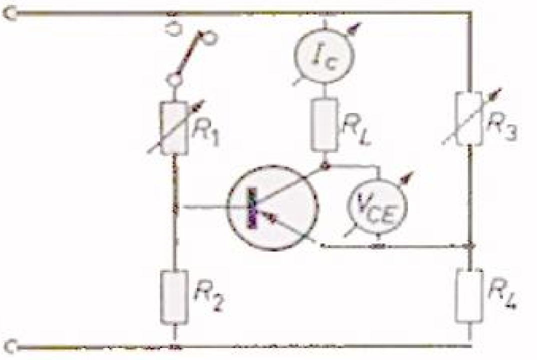


Fig. 1.4-3

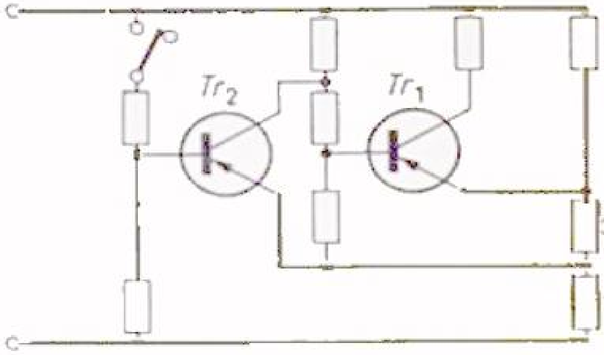


Fig. 1.4-4

stroom I_{CEO} in niet-geleidende toestand van de transistor. (Indien de voltmeter tijdens de meting van I_{CEO} aangesloten blijft, moet het stroomverbruik van de voltmeter op dat ogenblik afgetrokken worden van de uitslag van de stroommeter. Eenvoudiger is het de meetinstrumenten om beurten aan te brengen).

In niet-geleidende toestand moet de lekstroom ook bij hogere temperaturen (transistor warm maken tot vereiste omgevingstemperatuur) laag zijn, hetgeen met R_3 instelbaar is.

In geleidende toestand sluit men de mA-meter kort en stelt V_{CE} op 0,2—0,3 V in met behulp van R_1 (de grootte en de uitvoering van de transistor geven een indruk van P_{cmax}). Blijft de transistor in bedrijf op kamertemperatuur met de vingers makkelijk aanraakbaar (tot ≈ 50 °C), dan is de schakeling hoogstwaarschijnlijk goed berekend. Na de juiste instelling kunnen de potentiometers R_1 en R_3 door vaste weerstanden worden vervangen.

In fig. 1.3-4 is een tweetraps schakelaar weergegeven, echter zonder positieve basis-voorspanning in niet-geleidende toestand. Gebleken is dat dit begrenzingen stelde aan de omgevingstemperaturen. Om dit te voorkomen dient de schakeling van fig. 1.4-4, waarin beide transistors zijn voorzien van een positieve basis-voorspanning (in niet-geleidende toestand).

De emissorweerstanden zijn aangeduid; de verdere berekening wordt aan de lezer overgelaten (uitgegaan moet worden van Tr_1 geleidend!). Voor het geval dat gebruik wordt gemaakt van twee gelijke, met elkaar gekoppelde transistors die in geleidende toestand om beurten dezelfde collectorstroom voeren, kan de positieve basis-voorspanning op eenvoudiger wijze worden verkregen, zoals men ziet in fig. 1.4-5 (voor toepassing, zie de Schmitt-trigger in Hfdst. 3, par. 3). De spanningsdeler bestond oorspronkelijk uit twee weerstanden: R_3 en R_4. In fig. 1.4-5 zijn de transistors echter om beurten geleidend, zodat de geleidende transistor over weerstand R_4 een

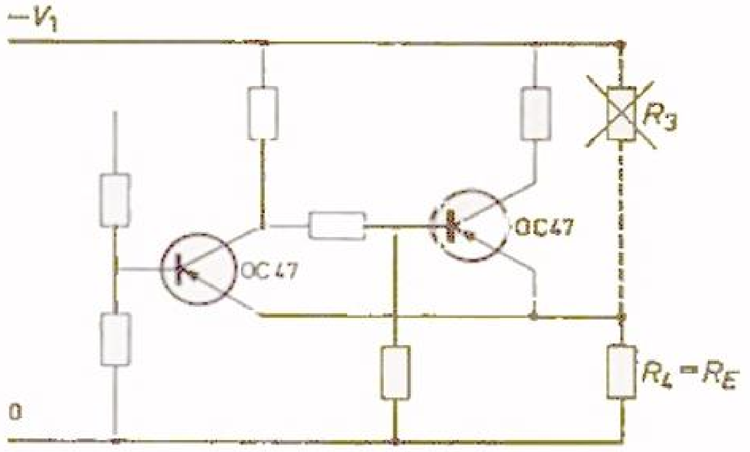


Fig. 1.4–5

spanningsval doet ontstaan, die de andere transistor spert. Daarom kan R_3 gemist worden, en wordt R_4 berekend aan de hand van de collectorstroom van een van de transistors (voor zover deze gelijk zijn).

1.5 Transistorschakelaar met positieve basis-voorspanning afgeleid van een tweede voedingsbron

Dikwijls is een tweede voedingsbron met positieve polariteit t.o.v. nul (aarde) aanwezig. In dat geval is het mogelijk om op een meer rendabele wijze een positieve spanning V_{BE} (of negatieve V_{EB}) te verkrijgen, zoals is weergegeven in fig. 1.5–1.

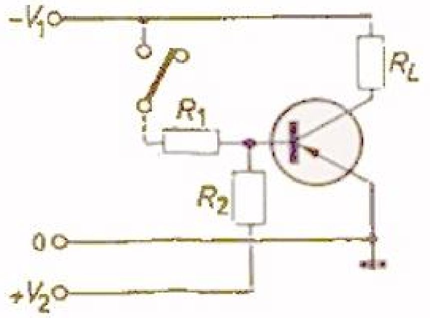


Fig. 1.5–1

De stroom I_2 door R_2 moet de maximale lekstroom bij de hoogste omgevingstemperatuur compenseren. De basis-lekstroom I_{CBO} (of I_{CBX} bij schakeltransistors), bij een omgevingstemperatuur van 25 °C, is vermeld in de katalogi.

De lekstroom voor de hoogste omgevingstemperatuur moet hieruit worden afgeleid met behulp van diagrammen (b.v. die van fig. 9.1–4), of door voor elke 8 °C temperatuurstijging (bij germanium-transistors) de vermelde waarde van I_{CBO} te verdubbelen. Bij schakeltransistors is dikwijls

de lekstroom ook bij 60 °C gegeven. Bij de OC 47 b.v. is opgegeven I_{CBX} = 35 μA bij 60 °C. Deze als maximum optredende lekstroom nemen wij veiligheidshalve (i.v.m. het verouderen van de transistors b.v.) tweemaal zo groot.

$$I_{CBXM} = 2 \cdot I_{CBX} = 2 \cdot 35 = 70 \ \mu\text{A}.$$

Dan wordt, met $+ V_2 = 12$ V:

$$R_2 = \frac{V_2}{2 \cdot I_{CBX}} = \frac{12}{2 \times 35 \times 10^{-6}} \approx 170.000 \ \Omega.$$

Gekozen is $R_3 = 150$ kΩ, waaruit volgt $I_1 = 80$ μA en

$$R_1 = \frac{V_1 - V_{BE}}{I_B + I_2}, \text{ waarin } I_B = \frac{I_C}{\alpha'_{min}}.$$

Voor de OC 47 is gegeven: $V_{BE} = 0{,}3$ V bij $I_C = 15$ mA en $\alpha'_{min} = 50$.

Hiermede wordt $R_1 = \dfrac{12 - 0{,}3}{0{,}3 + 0{,}08} \cdot 10^3 \approx 31000 \ \Omega$. Hiervoor kiezen wij $R_1 = 27$ kΩ (fig. 1.5–1).

Voor de grotere vermogenstransistors zijn vaak direct de verschillende weerstandswaarden opgegeven die nodig zijn om een schakeling te verwezenlijken.

Voor de OC 29 vinden wij (uit fig. 9.1–1), bij een $I_C = 1000$ mA, een $I_{B1} = 35$ mA en $I_{B2} = 8{,}5$ mA.
De berekening verloopt dan als volgt:

$$R_2 = \frac{V_2}{I_{B2}} = \frac{12}{8{,}5 \times 10^{-3}} = 1400 \ \Omega; \text{ gekozen } R_2 = 1{,}2 \text{ k}\Omega, \text{ waarmee:}$$

$$I_2 = \frac{12}{1200} = 10 \text{ mA}.$$

$$R_1 = \frac{V_1 - V_{BE}}{I_{B1} + I_2} = \frac{12 - 0{,}3}{(35 + 10)10^{-3}} \approx 270 \ \Omega.$$

Ter oriëntatie geven wij het volgende overzicht (voor $-V_1 = 12$ V en $+V_2 = 12$ V).

Stroom I_C	15	100	200	1000 mA
Transistor	OC47	OC76	OC80	OC29
R_1	27000	2700	3900	270 Ω
R_2	150.000	27000	18000	1200 Ω

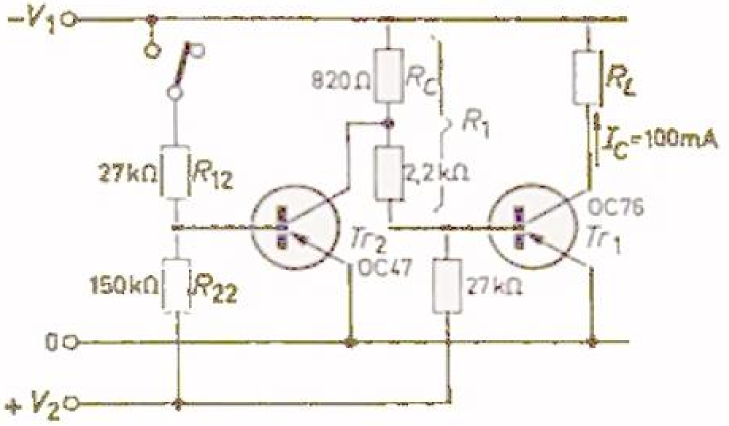


Fig. 1.5-2

In fig. 1.5–2 is een tweetraps schakelaar getekend ter vergelijking met de in fig. 1.3–4 en fig. 1.4–4 gegeven schakelingen. Fig. 1.5–3 is eveneens een tweetraps schakelaar, maar symmetrisch in weerstandswaarden opgebouwd. Deze schakeling is van veel belang bij de vibratorschakelingen in hoofdstuk 3.

Voor instellingen van transistors waarvan de transistorkarakteristieken niet ter beschikking staan, (b.v. transistors voor grote vermogens) moet weer proefondervindelijk de juiste instelling bepaald worden. Hiertoe gebruikt men weer een voltmeter en een mA-meter ter bepaling van de laagste waarde van V_{CE} in geleidende toestand en van de lekstroom I_{CEO} in gesperde toestand (fig. 1.5–4).

In gesperde toestand stellen wij met R_2 bij de hoogste te verwachten temperatuur de lekstroom in ($I_C \approx 0$), zodat de waarde van $P_{C\max}$ zeker niet overschreden wordt. Vervolgens schakelen wij de mA-meter om op het bereik waarin I_C zal komen te liggen, brengen de transistor in geleidende toestand en verkleinen vervolgens R_1 tot de gewenste waarde van I_C is bereikt.

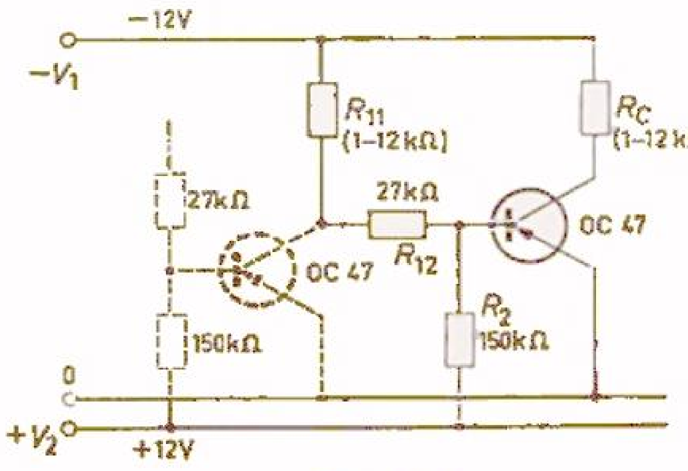


Fig. 1.5-3

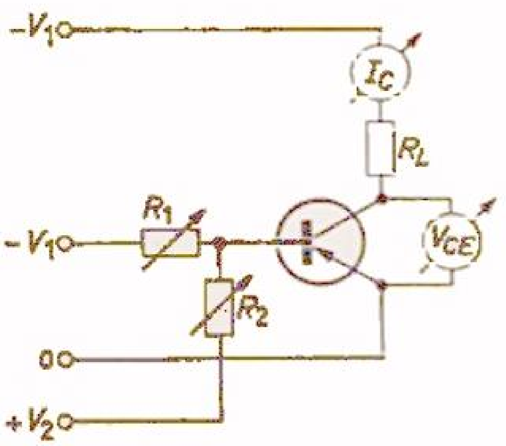


Fig. 1.5-4

De voltmeter moet dan een $V_{CE} \approx 0{,}2$ V aanwijzen, zodat weer $P_{C\max}$ niet overschreden wordt.

Is dit niet het geval, dan moet R_1 verder verkleind worden. Om aan de veilige kant te blijven monteert men ten slotte een weerstand met een waarde die de helft is van de aldus gevondene.

1.6 De transistor-stroomschakelaar met emissorstroombegrenzing

In de emissorleiding van fig. 1.6–1 is een weerstand R_E geschakeld, niet met het doel om een positieve basis-voorspanning te krijgen, maar om de emissorstromen te begrenzen.

Tussen emissor en de nulleiding ligt een diode D; de spanning over de diode in geleidende toestand is praktisch nul. Veronderstel nu dat de spanning V_i op de basis 0,5 V positief is t.o.v. de nulleiding; via de diode ligt de emissor dan op nulpotentiaal, zodat de transistor gesperd is.

De stroom door de emissorweerstand is bepaald door:

$$I = \frac{V_2}{R_E};\ I_C = 0$$

omdat de transistor gesperd is. In fig. 1.6–2 is de diode D vervangen door de ingangsdiode (de emissor-basis) van een transistor. In fig. 1.6–3 is de complete schakeling gegeven, en hierin is de tweede transistor gecompleteerd met een collectorweerstand. Aangezien de tweede transistor in geleidende toestand verkeert (de eerste transistor is nog steeds gesperd door $V_i = +\,0{,}5$ V), zal er een collectorstroom lopen: $I_{C2} \approx I_C = \dfrac{V_2}{R_E}$.

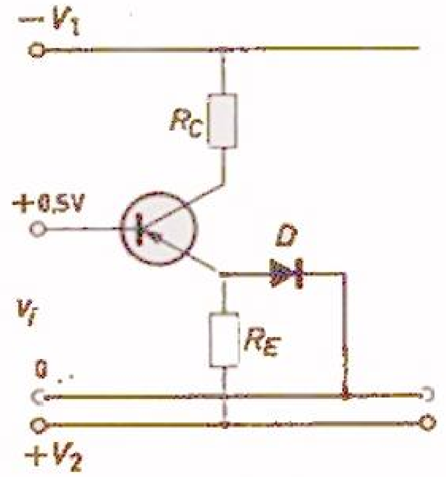


Fig. 1.6–1

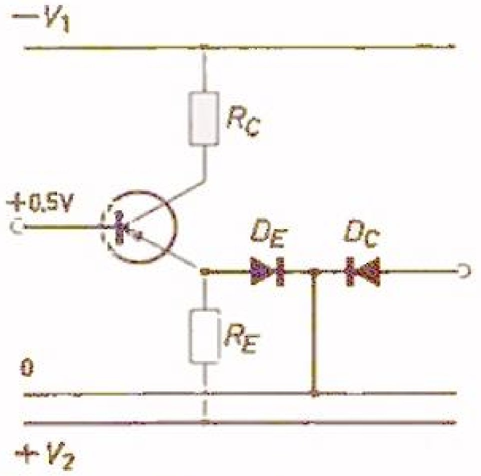


Fig. 1.6–2

Wordt nu $V_i = -0{,}5$ V t.o.v. de nulpotentiaal, dan wordt de eerste transistor geleidend; de potentiaal van punt E wordt negatiever (enkele tienden volt) en transistor Tr_2 wordt gesperd. De stroom loopt nu door Tr_1, deze voert dus nu een collectorstroom:

$$I_{C1} \approx I = \frac{V_2}{R_E}.$$

De stroom wordt dus beurtelings door de ene en door de andere transistor gestuurd door een spanningssturing V_i op de ingang. Nu zijn de schakeltijden die optreden bij spanningssturing (oriënterend: 10 maal) kleiner dan bij stroomsturing.

Deze omschakeling door kleine spanningsveranderingen van $V_i = +0{,}5$ V naar $V_i = -0{,}5$ V op de basis van Tr_1 is dus bijzonder geschikt voor gebruik in snelle schakelapparatuur, b.v. rekenmachines. Zolang $V_i = \pm\, 0{,}5$ V t.o.v. V_2 verwaarloosbaar klein is, zal de omgeschakelde stroom $I_{C2} \approx I_{C1}$. Indien in fig. 1.6–3 $R_C \leqslant R_E$, spreken wij van een stroomschakeltrap; wordt echter R_C groter, zodat $R_C > R_E$, dan krijgt men de uit de gelijkspanningsversterkertechniek bekende schakeling met „long tailed pair" transistors.

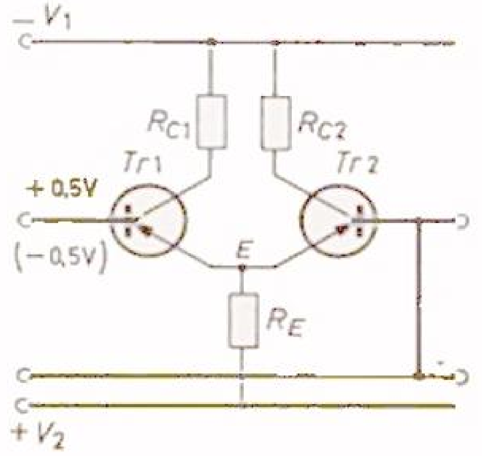


Fig. 1.6–3

1.7 De transistorschakelaar als: triller (chopper), faze-gevoelige schakelaar, contactloze potentiometer, omschakelbare spanningsdeler (emissorvolger met twee voedingsbronnen)

In fig. 1.7–1 is het principe van alle drie de toepassingen weergegeven.

Aan de stuurklem V_S wordt een stuurspanning toegevoerd, en aan klem V_i een van de toepassing afhankelijke spanning. De uitgangsspanning komt van klem V_o.

Men gebruikt een chopper daar waar men langzaam met de tijd verlopende

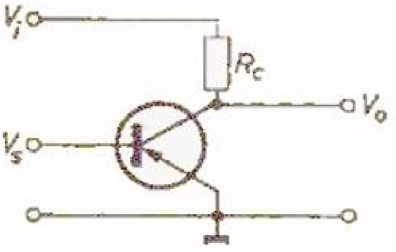


Fig. 1.7–1

gelijkspanningen wil versterken. Een gelijkspanningsversterker is een veel omvangrijker instrument dan een wisselspanningsversterker. Daarom onderbreekt men de gelijkspanning periodiek steeds gedurende een zeker (kort) tijdsverloop, en laat haar dan weer gedurende eenzelfde tijdsverloop vrij doorlopen. Er ontstaat dan een rechthoekige wisselspanning, waarvan de amplitude gemoduleerd is volgens de met de tijd langzaam verlopende gelijkspanning. Deze wisselspanning is eenvoudig te versterken. De transistorchopper heeft boven de mechanische triller het voordeel van een hogere schakelfrequentie, die contactloos geschakeld wordt; en dit heeft weer reducerende invloeden op de afmetingen van de versterker.

Bovenaan in fig. 1.7–2 is een verlopende gelijkspanning aangeduid. Deze spanning wordt zó tussen de klemmen V_i en V_o aangesloten dat de collector negatief wordt. Tussen de klemmen V_S en V_o wordt de in fig. 1.7–2 aangeduide stuurspanning V_S aangesloten. De transistor komt nu afwisselend in geleidende en in gesperde toestand. In gesperde toestand komt de gelijk-

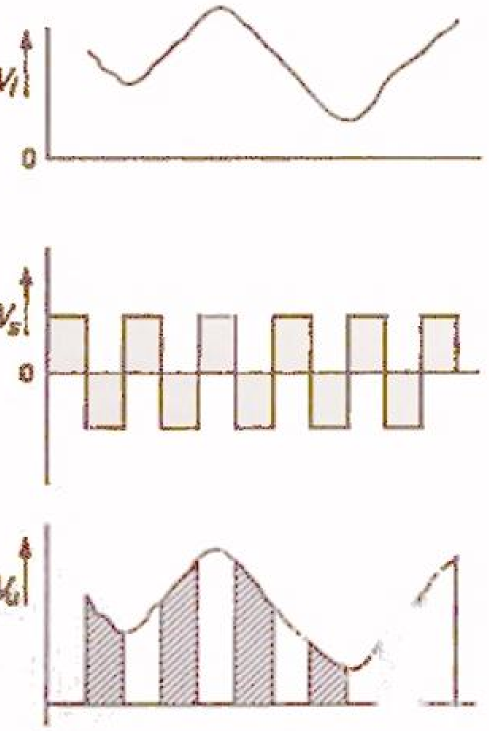


Fig. 1.7–2

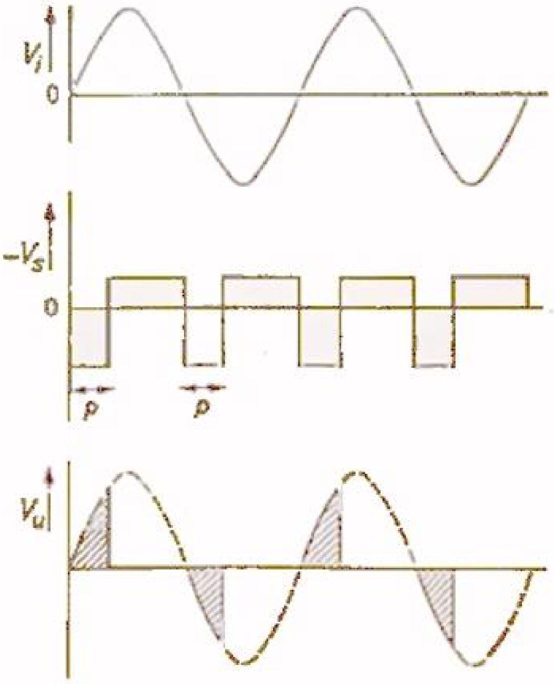


Fig. 1.7–3

spanning V_i via R_C direct op de klem V_o in geleidende toestand neemt de weerstand R_C de momentele gelijkspanning V_i geheel op, en is de uitgangsspanning op klem V_o nul (of beter $= V_{CEK} \approx 0$). Op deze manier verkrijgt men als uitgangsspanning de onderste tekening uit fig. 1.7–2. Na versterking is b.v. op een oscilloscoop de omhullende weer te bepalen.

Bij het gebruik als faze-gevoelige schakelaar wil men een bepaald gedeelte van een constante ingangswisselspanning V_i uitlichten. In fig. 1.7–3 is deze wisselspanning V_i bovenaan aangeduid. De stuurspanning V_S heeft dezelfde frequentie als V_i; het gedeelte p, gedurende welk de transistor gesperd is, is in breedte en in plaats t.o.v. de faze van de ingangsspanning V_i te variëren. Hierdoor is elk punt van V_i met de min of meer naaste omgeving daarvan als uitgangsspanning op klem V_o te kiezen, zoals is te zien in de onderste tekening van fig. 1.7–3. ($+ V_S$ moet groter zijn dan $+ V_i$!).

De derde toepassing is een continu regelbare potentiometer. De (dynamische) weerstand van de transistor gemeten tussen collector en emissor is een functie van de gelijkspanning V_{CE}, of, daar:

$$V_{CE} = V_1 - I_C \cdot R_C = V_1 - a_{FE} \cdot I_B \cdot R_C$$

is deze spanning een functie van de basisstroom.

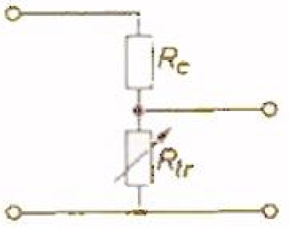


Fig. 1.7–4

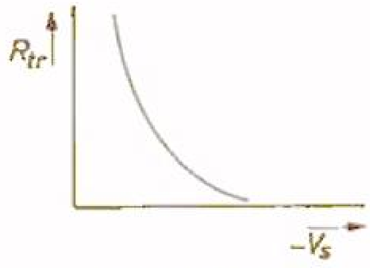


Fig. 1.7–5

Fig. 1.7–1 en 1.7–4 geven de schakeling, en fig. 1.7–5 geeft de (dynamische) weerstand R_{tr} als functie van V_S. In de fig. 1.7–6, 1.7–7 en 1.7–8 is de transistor als regelbare weerstand parallel geschakeld tussen uitgangsklem V_o en aarde (nul).

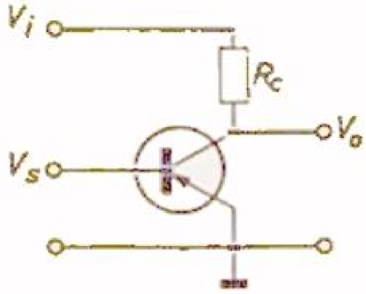


Fig. 1.7–6

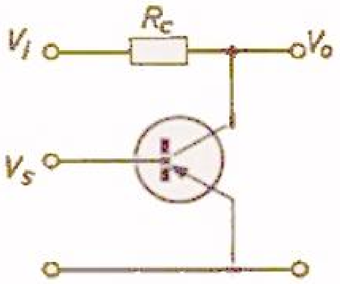


Fig. 1.7–7

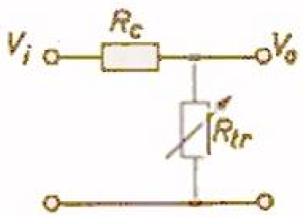


Fig. 1.7–8

Deze wijze van regelen noemt men parallel-regeling. De fig. 1.7–9, 1.7–10 en 1.7–11 tonen de serie-regeling, waarbij de transistor als regelbare weerstand in serie tussen de uitgangsklem V_o en ingangsklem V_i staat. Deze schakeling is de uit de versterkertechniek bekende emissorvolger. Beide schakelingen vereisen kleine ingangsamplituden V_i.

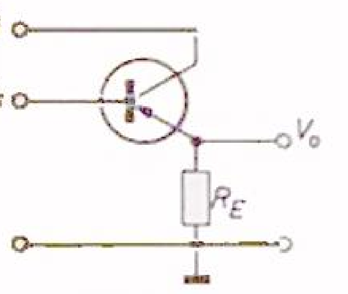


Fig. 1.7–9

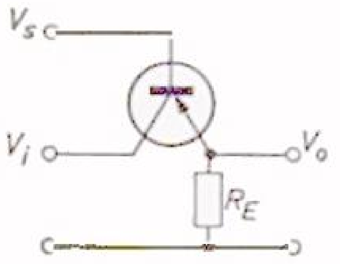


Fig. 1.7–10

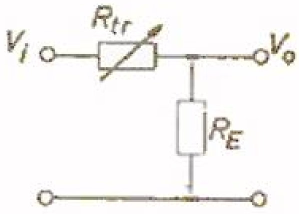


Fig. 1.7–11

De in fig. 1.7–11 getekende regeltrap is ook als emissorvolger-schakeltrap bruikbaar; dit is nogmaals getekend in fig. 1.7–12. De maximale emissorstroom I_E wordt bepaald door de emissorweerstand R_E.

De collectorstroom $I_C = \frac{a_1}{a_1 + 1} \cdot I_E \approx I_E$; de grootst mogelijke waarde hiervan is $I = \frac{V_1}{R_1}$. Hiervoor is een basisstroom $I_B \geqslant \frac{I_C}{a_{1\min}}$ nodig.
De schakelaar is bruikbaar als stuurtrap voor een vermogenstrap welke grote basisstromen vraagt.

Bovendien is de ingangsweerstand hoogohmig ($R_i \approx a' R_1$), afgezien van R_B, zodat de aan de emissorvolger voorafgaande bestuurtrap weinig belast zal worden.

In fig. 1.7–12 is tevens een vermogens-schakeltransistor Tr_1 getekend

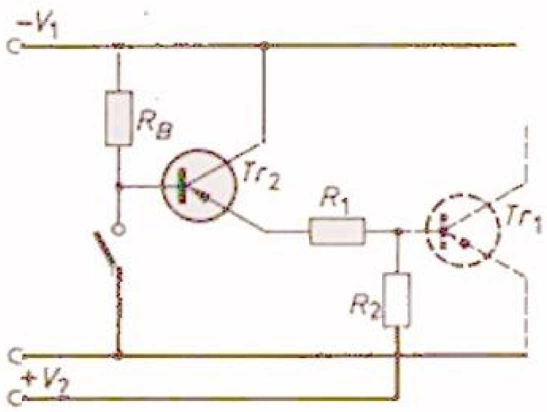


Fig. 1.7–12

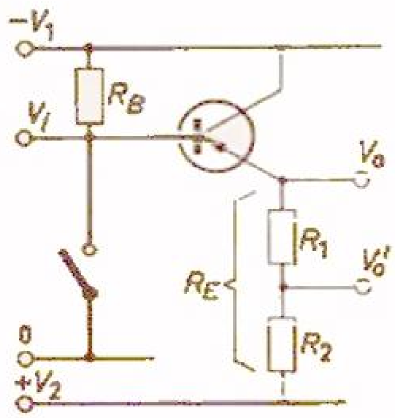


Fig. 1.7–13

met het alreeds bekende basiscircuit met twee voedingsspanningen. Door transistor Tr_2 wordt de basisstroom geschakeld voor de vermogenstrap. Tr_2 is de emissorvolgerschakeling zoals in fig. 1.7–13 nader gepreciseerd is, doch thans met twee voedingsspanningen. De tweede voedingsspanning veroorzaakt echter (in tegenstelling met fig. 1.7–12) dat, indien de vermogenstransistor in niet geleidende toestand verkeert, er toch een zekere emissorstroom in de basisstuurstroomtrap (emissorvolger) vloeit, die bepaald wordt door $I = \frac{V_2}{R_1 + R_2}$ (mechanische schakelaar gesloten). Er treedt nu dus in Tr_2 een collectordissipatie op van $P_C \approx V_1 \cdot I_C \approx V_1 \cdot I = V_1 \cdot \frac{V_2}{R_1 + R_2}$.

De uitgangsspanning V_0' in fig. 1.7–13 met geschakelde transistor (basis aan 0), is dan $+V_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Deze positieve spanning waarborgt de nietgeleidende toestand van de te besturen vermogenstrap.

Ter oriëntatie van een emissorvolger met twee voedingsspanningen is in fig. 1.7–14 een spanning-stroom diagram getekend, waarin de ingangs-

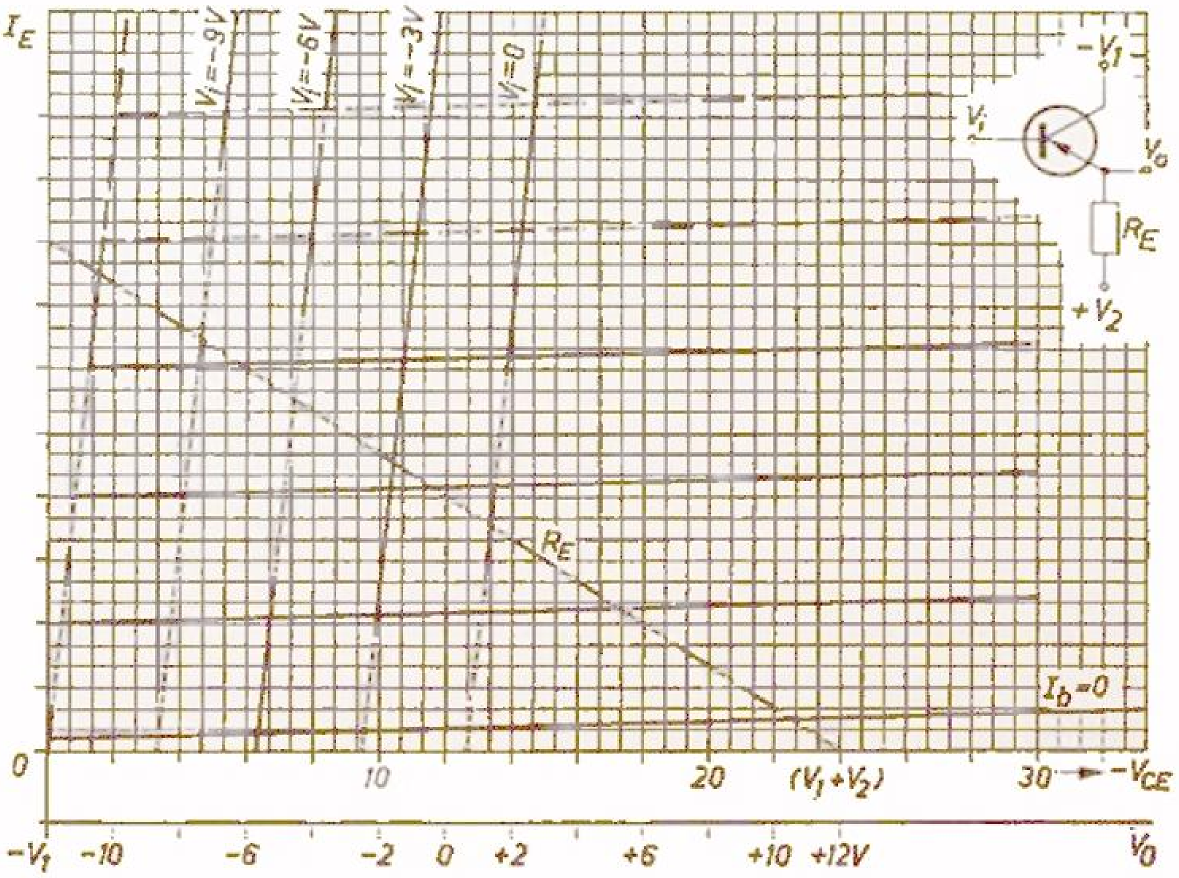


Fig. 1.7–14

spanningen als parameter in verticale richting zijn aangegeven. Verdere oriëntatie is mogelijk in de litteratuurlijst onder de nummers 315 en 317.

Om het in Tr_2 gedissipeerde vermogen in de uitgeschakelde toestand van de vermogenstrap te verminderen, is het mogelijk de weerstand R_1 in tweeën te splitsen en het afgesplitste stuk in de collectorleiding van Tr_2 op te nemen. Dit is getekend in fig. 1.7–15.

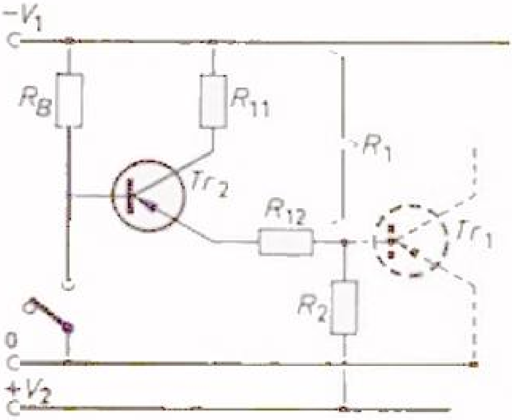


Fig. 1.7–15

Opmerking:

Ook R_B van Tr_2 kan nu iets groter gemaakt worden, omdat in geleidende toestand van de vermogenstrap de spanning tussen $-V_1$ en de basis van Tr_2 door de afgesplitste weerstand duidelijk bepaald wordt. Met behulp van combinatieschakelingen van *pnp* en *npn* transistors (z.g. complementaire schakelingen) is het mogelijk de emissorvolgers nog gunstiger te berekenen (zie litteratuur 114, 308 en 315).

1.8 Parallelschakeling van schakeltransistors voor grotere stromen

Stel dat b.v. 25 A geschakeld moet worden terwijl gegeven is dat b.v. de ASZ 16 maximum 6 A mag schakelen; $I_{C\max} = 6$ A.

Het is niet geoorloofd, en ook moeilijk te realiseren, parallelgeschakelde transistors tot hun maximum te belasten, gezien de onderlinge spreiding (die met de grootste α_{FE} kan overbelast raken). Voor de enkele transistor in de parallelschakeling kiezen we maximaal $I_C = 0{,}8 - 0{,}9\ I_{C\max}$.

Met 5 stuks ASZ 16 is de gemiddelde stroom voor één transistor 5 A, en blijft er 1 A variatie voor spreiding.

De schakeling is aangegeven in fig. 1.8–1. De weerstanden R_E en R_B worden bepaald door de opgegeven waarden van de spreiding in V_{BE} en α_{FE}, en maken de eigenschappen van de transistors weer identiek. (Zie litt. 111).

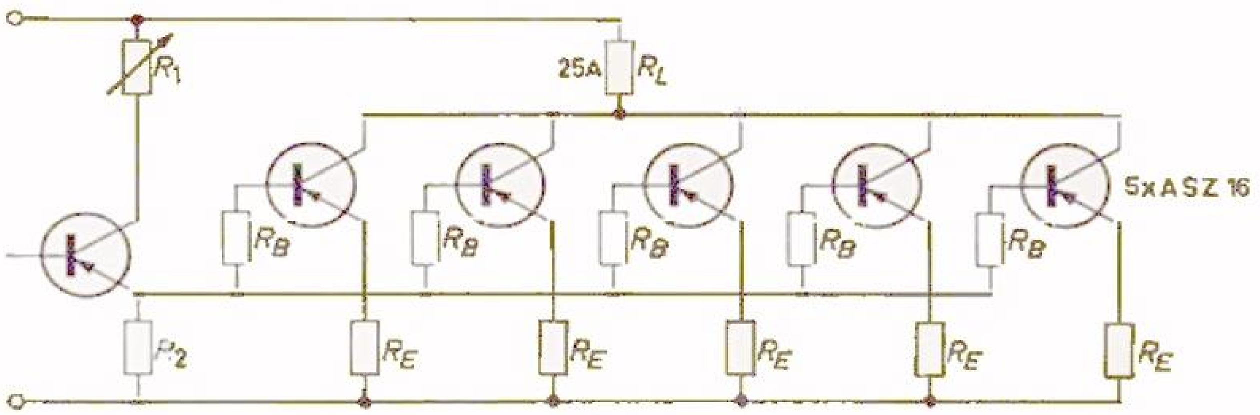


Fig. 1.8-1

Voor de grootte-orde van de transistors ASZ 16 ligt de waarde van R_E tussen 50—150 m Ω, die van R_B tussen 0,5—2 Ω. De vijf schakeltransistors vragen samen een zó grote stuurstroom, dat deze óók uit een grote transistor ASZ 16 (Tr_1) betrokken moet worden. Deze stuurtransistor werkt ook weer als schakeltransistor; in geleidende toestand krijgen alle basiscircuits van de parallelgeschakelde transistors de noodzakelijke basisstroom aangevoerd, begrensd door weerstand R_1 (eventueel plus een stroom voor R_2, die als basisweerstand in gesperde toestand fungeert tussen basis en emissor). Hier is het vooral belangrijk de V_{CEK} in geleidende en de lekstroom I_{CEO} in gesperde toestand per transistor te controleren volgens de vroeger gegeven methode.

1.9 Toelaatbare collectordissipatie en koelplaten

In het algemeen is voor elke transistor de maximum toelaatbare junction-temperatuur op het basiskristal opgegeven.

Bij kleine en middelgrote germaniumtransistors is deze 75 °C; bij de grotere vermogenstransistors 90 °C. Voor kortstondig gebruik zijn soms hogere temperaturen toelaatbaar; deze mogelijkheden moeten echter zorgvuldig in de katalogi nagegaan worden.

Wanneer de omgevingstemperatuur T_{amb} gelijk is aan de maximaal toelaatbare junction-temperatuur T_{jm}, is geen collectordissipatie meer toegestaan; $P_{C\max} = 0$ (zie fig. 9.1-3 bij $T_{amb} = 75$ °C).

Met toenemend temperatuurverschil:

$$\Delta T = T_{jm} - T_{amb}$$

wordt $P_{C\max}$ groter.

Nu is:

$$P_{C\max} = \frac{T_{jm} - T_{amb}}{K_t},$$

waarin K_t de warmteweerstand van de transistor naar de omgeving voorstelt in graden Celsius per milliwatt (zie voor de OC 76 met $K_t = 0{,}4$ °C/mW in fig. 9.1–3 de lijn voor $K_t = 0{,}4$). Het is echter mogelijk met behulp van extra koelplaten de waarde van K te verlagen.
Met koelplaat wordt dan de waarde:

$$P_{cmax} = \frac{T_{jm} - T_{amb}}{K_m + K_k}$$

Als K_m de warmteweerstand van de transistor tussen germanium kristal en aansluitvlak voor de koelplaat voorstelt, en K_k de warmteweerstand tussen de koelplaat en de omgeving dan is $K_k = \frac{1}{SF}$. Hierin is F het eenzijdig oppervlak van de koelplaat in cm², en S een constante afhankelijk van dikte, materiaal en constructie. Voor aluminium koelplaten is $S = 0{,}8 - 1{,}5$; voor zwartgeverfde koelplaten is $S = 1{,}5 - 3$.

In fig. 9.1–5 is een voorbeeld gegeven van een koelplaat met $F = 12{,}5$ cm² en $S = 0{,}8$. Hiermede wordt $K_k = 0{,}1$, en de hiermee verkregen lijn treft men aan in fig. 9.1–3.

De minimale dikte van de koelplaat volgt uit de overweging dat over de gehele plaat ongeveer dezelfde temperatuur heerst. Als vuistregel geldt dan voor de dikte d in mm:

$$d \geqslant 30 \cdot \frac{F}{2300}$$

voor aluminium; waarin 2300 de warmtegeleidbaarheid van aluminium is in mW/°C·cm. Voor ijzer, messing en koper wordt deze waarde respectievelijk 735, 1120 en 3960. In de litteratuurlijst zal de lezer de weg vinden naar uitgebreider gegevens (110, 112, 113).

HOOFDSTUK 2

SCHAKELTIJDEN BIJ DE TRANSISTORSCHAKELAAR

Evenals bij de mechanische schakelaar, is bij de transistorschakelaar tijd nodig om van de ingeschakelde toestand tot de uitgeschakelde toestand te komen en omgekeerd (200), (207). De grootte van deze tijden en de beinvloeding ervan worden in dit hoofdstuk besproken. De zeer korte schakeltijden als vereist voor de snelle rekenmachines komen niet ter sprake; schakeltijden voor industriële besturingen kunnen relatief langer zijn.

2.1 Schakeltijden, algemeen

Bij de transistors die met een relatief lage spanning werken moeten ladingdragers (elektronen en gaten) in beweging gebracht en weer afgeremd worden, hetgeen tijd vergt.

Als voorbeeld dient fig. 2.1–1. Hierin stelt I_B een toegevoerd blokvormig besturingssignaal van de transistor voor. Verwacht zou worden dat de collectorstroom ook blokvormig verloopt volgens de stippellijn in fig. 2.1–1. (204), (317), (318).

In werkelijkheid echter stijgt de collectorstroom langzamer dan bij het inschakelen van de besturing verwacht zou worden, en valt langzaam terug bij het uitschakelen. De exponentiële vorm van het verloop van de stroom

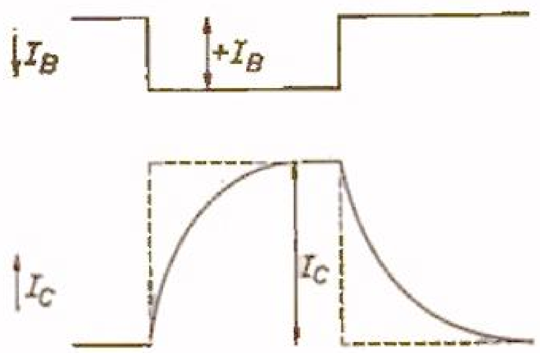


Fig. 2.1–1

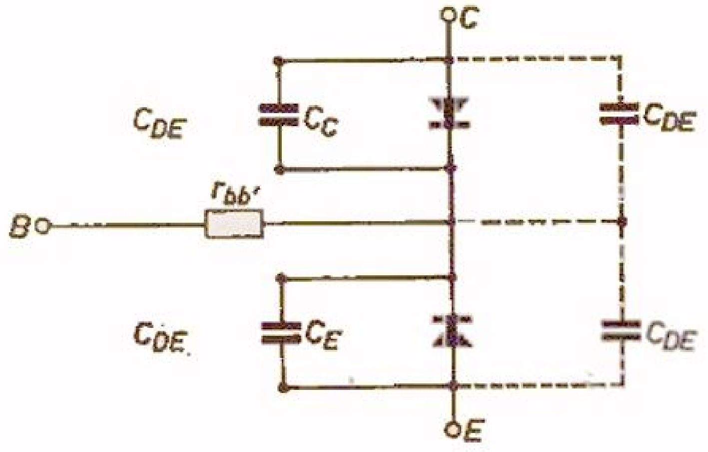


Fig. 2.1–2

met de tijd heeft hetzelfde karakter als het spanningsverloop aan een condensator die via een weerstand uit een constante spanningsbron wordt opgeladen en ontladen.

Fig. 2.1–2 geeft het voor ons doel aanvaardbare vervangingsschema van een transistor. Het bestaat uit twee tegen elkaar in geschakelde dioden; de bovenste stelt de collectordiode en de onderste de emissordiode voor met de daarbij getekende diodencapaciteiten C_C en C_E. Buiten deze capaciteiten zijn nog de extra virtuele dynamische capaciteiten C_{DE} aangegeven die de diodencapaciteiten nog vergroten en een gevolg zijn van de bewegende ladingdragers in het elektrisch veld op het scheidingsvlak in de transistor. Tevens is de ohmse weerstand r_{bb} van het basiskristal tussen de basisaansluiting en de scheidingsvlakken met collector en emissor aangeduid.

Met dit vervangingsschema wordt direct duidelijk waarom de collectorstroom I_C in fig. 2.1–1 een dergelijk verloop heeft.

In fig. 2.1–3 is de collectorstroomverandering als functie van de tijd geïdealiseerd weergegeven. De collectorstroom is begrensd door $Ic = \dfrac{V}{R_L}$, de stijging van 0 af is aangegeven door een rechte lijn. De inschakeltijd t_r (rise time) wordt bepaald door het tijdsverloop tussen het tijdstip waarop de stroom 10% van de eindwaarde is en dat waarop de stroom 90% van de eindwaarde is. De uitschakeltijd t_f (fall time) is het tijdsverloop tussen het ogenblik met 90% en dat met 10%.

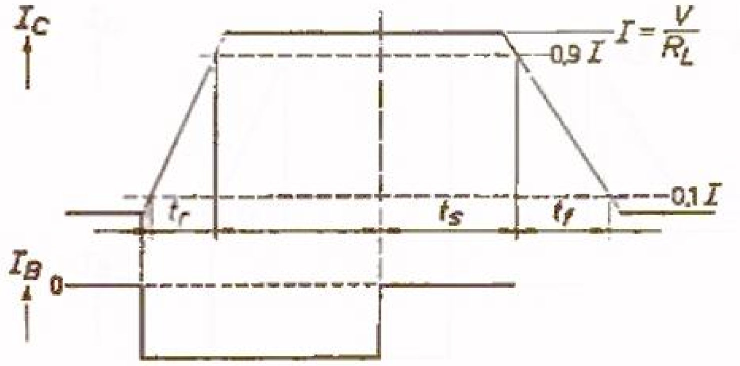


Fig. 2.1–3

Hadden wij de tijdstippen vanaf 0% tot 100% genomen, dan zou het exponentiële verloop onnauwkeurigheden in de bepaling van de tijdstippen veroorzaken, en was de curve niet door de geïdealiseerde rechte voor te stellen. Het tijdsverloop t_s (storage time) tussen het beëindigen van het stuursignaal en het moment waarop de collectorstroom werkelijk begint af te nemen heet vertragings- of accumulatietijd. Hierop wordt nader ingegaan in § 2.4. De tijdsverlopen t_r, t_f en t_s zijn de drie belangrijkste schakeltijden bij de transistorschakelaar. Deze zijn door bepaalde maatregelen te beïnvloeden.

2.2 Inschakeltijden en hoe ze te verbeteren

In fig. 2.2–1 is het inschakelverloop van de collectorstroom getekend bij verschillende basisstromen.

Gegeven is, dat bij een basisstroom I_{B1} de collectorstroom reeds is begrensd door $I_c = \frac{V_1}{R_L}$. Bij deze basisstroom behoort een inschakeltijd t_{r1}. Bij een twee- en driemaal grotere basisstroom, $2I_B$ en $3I_B$, blijft de collectorstroom dezelfde daar hij reeds begrensd was; de inschakeltijden t_{r2} en t_{r3} nemen echter af. Dit effect kan volgens fig. 2.1–2 verklaard worden uit het feit dat de ingangscapaciteit $C_E + C_{DE}$ door een grotere stuurstroom sneller opgeladen wordt.

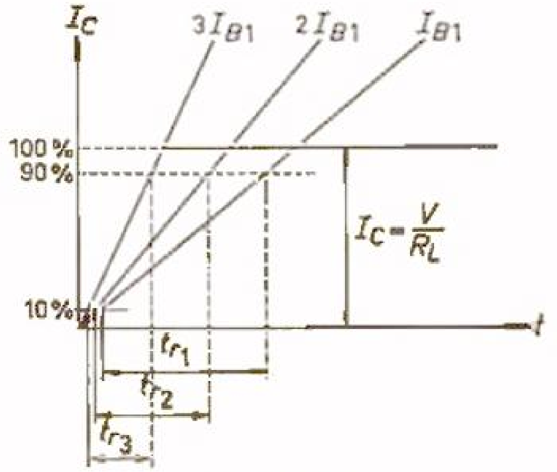


Fig. 2.2–1

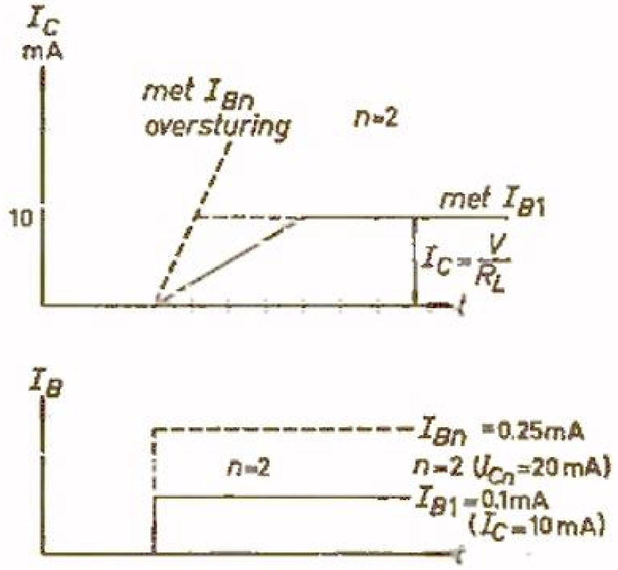


Fig. 2.2–2

In de gevallen 2 en 3, dus die waarin de stuurstroom groter is dan de vereiste I_B om de transistor uit te sturen, spreekt men van oversturing (zie ook het gearceerde deel bovenaan in fig. 1.1–4. De mate van oversturing wordt uitgedrukt door de factor n, die aangeeft hoeveel maal de collectorstroom groter zou zijn dan $I_{C1} = \frac{V_1}{R_L}$ indien de stroombegrenzende weerstand R_L niet aanwezig was, of $n = \frac{I_{Cn}}{I_{C1}}$. De bijbehorende basisstroom I_{Bn} moet dan uit de katalogi worden bepaald, en zal over het algemeen een factor n' groter zijn dan I_{B1}, deze factor n' is altijd groter dan n. In fig. 2.2–2 is dit nader verklaard.

Hierin is een transistorschakelaar weergegeven met: $I_{C1} = 10$ mA

$V_1 = 12$ V, $R = 1200\ \Omega$. Zo zou voor $I_{C1} = 10$ mA een $I_{B1} = 0{,}1$ mA nodig zijn. Voor een tweevoudige oversturing ($n = 2$) $I_{Cn} = n \cdot I_{C1} =$ 20 mA is b.v. nodig een stuurstroom $I_{Bn} = 0{,}25$ mA.

Daar de collectorstroom door $R_L = 1{,}2$ k Ω begrensd is tot 10 mA, is het inschakelverloop weergegeven door de stippellijn in fig. 2.2–2, waaruit een kortere schakeltijd t_r volgt.

Voor kleinere schakeltransistors is b.v. bij de lagere collectorspanningen de grensfrequentie 3—4 Mc/s en $\alpha_{FE} \approx 50$ (o.a. voor de ASZ 11 (OC46); OC 139; OC 45). Om een indruk te geven van de inschakeltijden van transistors van dit type is fig. 2.2–3 gegeven voor vier verschillende waarden van oversturing n bij vier verschillende waarden van I_{C1}. De onevenredig snel stijgende basis-stuurstroom I_{Bn} bij toenemende I_C blijkt niet alleen duidelijk uit fig. 2.2–3, maar ook uit de I_C — V_{CE} karakteristieken, omdat bij hogere collectorstromen de stroomversterkingsfactor α_{FE} steeds kleiner wordt.

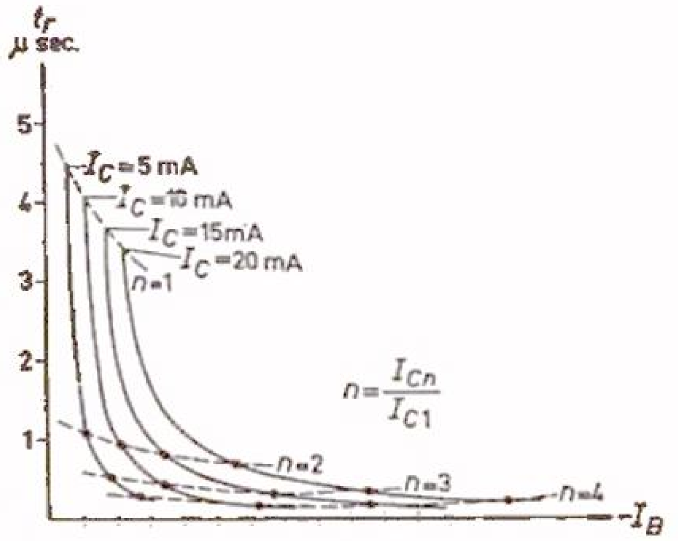


Fig. 2.2–3

Zouden wij in plaats van een schakeltransistor een l.f.-transistor (b.v. een OC 71) als schakelaar gebruiken, dan worden deze schakeltijden ongeveer tienmaal langer (zie foto 13).

2.3 Uitschakeltijden en de beïnvloeding ervan

In fig. 2.3–1 is van een ingeschakelde transistor (basisstroom positief) het verloop van de collectorstroom met de tijd gegeven bij het uitschakelen van de transistor.

De uitschakeltijd t_{f0} in fig. 2.3–1 geldt indien de basisstroom op 0 wordt teruggeschakeld (zoals in de schakeling van fig. 1.2–1 b.v. is weergegeven). De

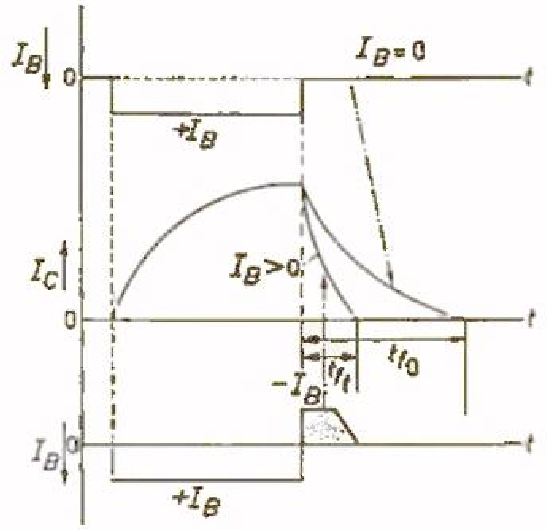


Fig. 2.3–1

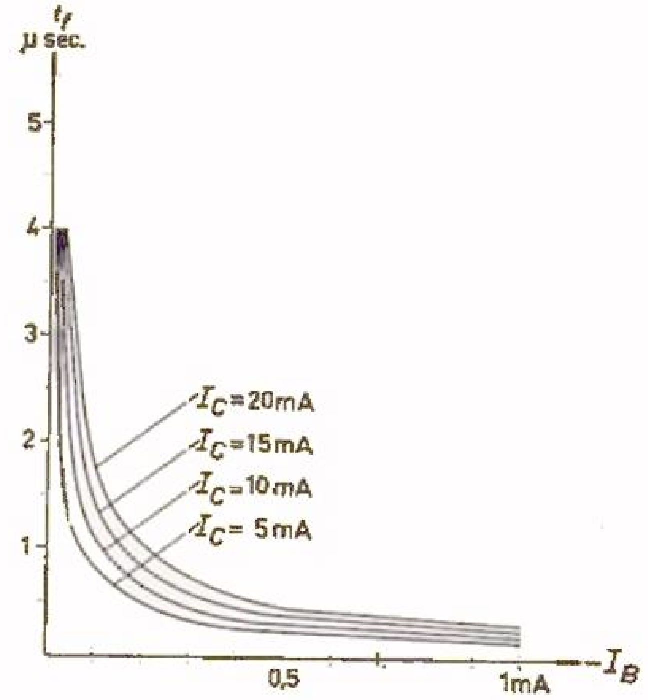


Fig. 2.3–2

uitschakeltijd wordt aanmerkelijk verkort als de basisstroom niet alleen tot 0 wordt gereduceerd maar tegengesteld negatief wordt gericht zoals in de schakeling van fig. 1.5–1. Deze tegengestelde basisstroom verkort niet alleen de uitschakeltijd maar verbetert bovendien de thermische stabiliteit van de transistorschakeling bij hogere temperaturen. Daarnaast treedt dan nog het voordeel op dat de toelaatbare collectorspanning V_{CE} in niet-geleidende toestand hoger mag worden gekozen (112). De uitschakeltijd wordt dan $t_{ft} < t_{f0}$. Fig. 2.3–2 geeft een indruk van de uitschakeltijden t_f met de collectorstroom als parameter.

Een vergelijking met fig. 2.2–2 wijst uit dat de in- en uitschakeltijden ongeveer aan elkaar gelijk zijn: $t_r \approx t_f$, hetgeen uit de symmetrische opbouw van de transistor ook wel is te verklaren.

2.4 In- en uitschakeltijden bij oversturing

Bij het bespreken van de inschakeltijden (§ 2.2) is reeds gebleken dat oversturing van de transistor de inschakeltijd verkort. Deze wijze van verkorten van de inschakeltijd heeft een groot nadeel: de uitschakeltijd wordt langer.

Bij oversturing zal bij het inschakelen de collectorstroom snel stijgen, echter tot een waarde I_C, begrensd door R_L en V_1, volgens $I_C = \dfrac{V_1}{R_L}$

Indien de begrenzing door R_L niet zou bestaan (b.v. $R_L \approx 0$), dan zou de waarde $n \cdot I_C = I_{Cn}$ bereikt worden (zie stippellijn in fig. 2.4–1). De weerstand R_L is echter wel aanwezig, zodat de collectorstroom I_C begrensd is; toch zal de vergrootte basis-bestuurstroom in het basiskristal veel meer ladingdragers inbrengen dan voor de collectorstroom I_C noodzakelijk is.

Bij het uitschakelen van de (overstuurde) basisstroom tot 0 zal de collectorstroom I_C dan pas afnemen als deze extra ladingdragers afgevoerd zijn; de tijd die daarvoor nodig is heet vertragingstijd t_s (storage time). De tijd t_s wordt langer met groter wordende oversturing.

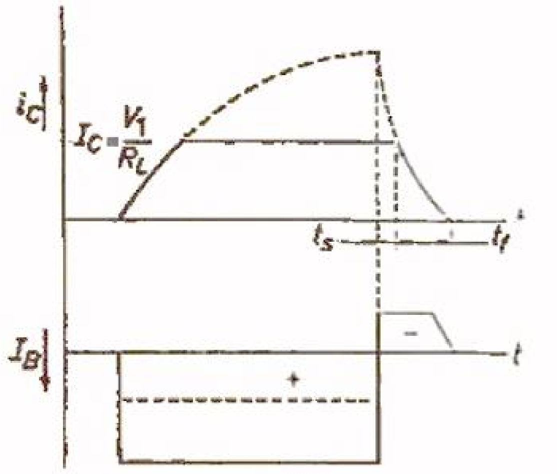


Fig. 2.4–1

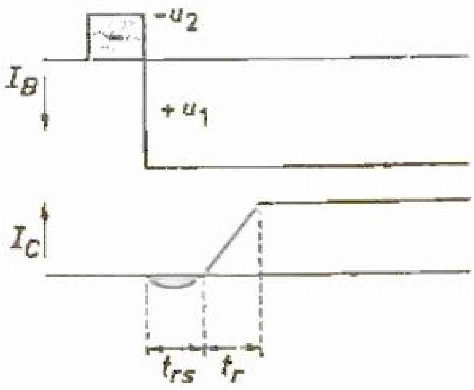


Fig. 2.4–2

De totale uitschakeltijd bij oversturing wordt dan $t_s + t_f$. Het verkleinen van de uitschakeltijd is reeds besproken in § 2.3, nl. door toepassing van een tegengestelde basisstroom. Deze tegengestelde basisstroom veroorzaakt echter om dezelfde reden (tekort aan ladingdragers) een vertraging t_{rs} bij een daarop volgende inschakeling van de transistor van fig. 2.4–2 (zie ook in de litt. opgaven 201). Deze vertragingstijd t_{rs} betekent geen vergroting van t_r, maar een verschuiving in tijd van t_r, welk effect voor ons doel (relatief langzame tellers) verwaarloosd kan worden. De nadelen van oversturing op de totale uitschakeltijd $t_s + t_f$ kunnen schakeltechnisch opgevangen worden, zoals zal worden verklaard in het volgende gedeelte.

2.5 Ideale vorm van een stuursignaal

In fig. 2.5–1 is de ideale basisstroom aangegeven om aan de uitgang van de transistorschakelaar signalen met korte in- en uitschakeltijden te verkrijgen. Gedurende een tijd Δt is oversturing aanwezig, welke een korte inschakeltijd geeft; zodra de collectorstroom de gewenste waarde I_{C1} bereikt heeft, valt de basisbesturing terug op de waarde I_{B1} die nodig is voor

het onderhouden van deze collectorstroom I_{C1}. Op het tijdstip van uitschakelen zijn de overbodige ladingdragers in de basis tot ongeveer nul gereduceerd, en daarmee is de tijd t_s tot een minimale waarde teruggebracht.

Dit verloop is met een stippellijn in fig. 2.5–1 aangegeven; de dunne lijn geeft de oude werkwijze, als in fig. 2.4–1, aan.

De totale uitschakeltijd wordt dus praktisch niet meer door de oversturing beïnvloed; de uitschakeltijd wordt bovendien verkort door een omgekeerde basisstroom, zoals in § 2.3 beschreven is.

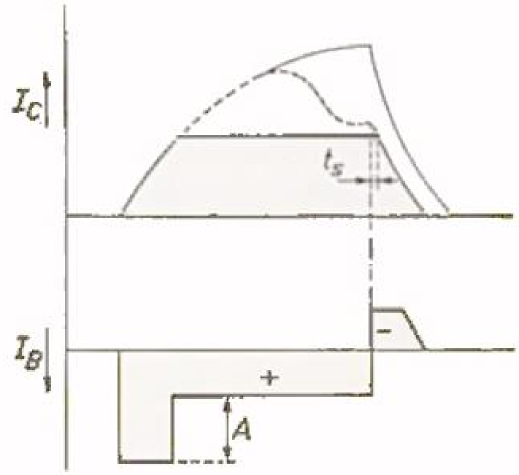


Fig. 2.5-1

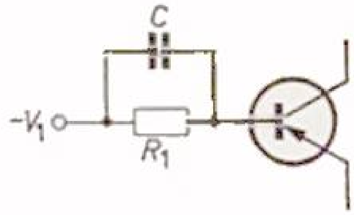


Fig. 2.5-2

Het benaderen van dit ideale basisstuursignaal is eenvoudig uit te voeren volgens fig. 2.5–2, waarin parallel aan de ingangsweerstand R_1 een condensator C is geschakeld. De grootte van deze condensator wordt bepaald door:

$$C \approx I_{Bn} \cdot \frac{\Delta t}{V_1} \text{ farad}$$

Als praktisch voorbeeld nemen we de in fig. 1.5–3 getekende schakeling waarin $R_1 = 27 \text{ k}\Omega$, $V_1 = -12$ V en $I_{C1} = 10$ mA. Ter oriëntatie volgt dan uit fig. 2.2–3 dat $t_r \approx 4$ µsec. Is het nu b.v. noodzakelijk dat deze tijd verkort wordt tot $t_r = 1$ µsec, dan zou volgens dezelfde figuur een tweevoudige oversturing voldoende zijn; dus $\Delta t \geqslant t_r = 1$ µsec.

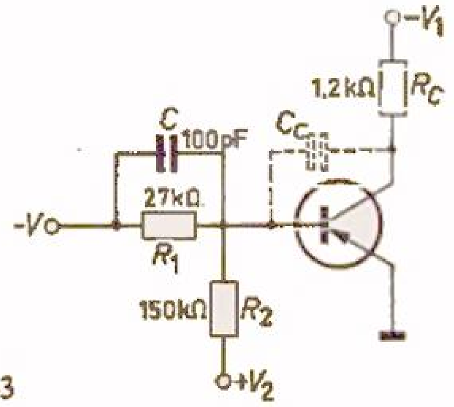


Fig 2.5-3

Voor een tweevoudige oversturing is $I_{Bn} \approx 2{,}2\, I_{B1} = 2{,}2 \times 0{,}38 = 0{,}84$ mA, zodat de waarde van de condensator nu wordt bepaald door:

$$C = 0{,}84 \times 10^{-3} \times \frac{10^{-6}}{12} = 70 \text{ pF}.$$

De in fig. 1.5–1 aangegeven schakeling is nog eens herhaald in fig. 2.5–3 maar nu voorzien van de parallelgeschakelde ingangscondensator C.

De condensator wordt hier groter dan boven berekend, omdat de stroom I_2 door R_2 gecompenseerd moet worden en omdat de collector t.o.v. de basis een capaciteit heeft die nog niet in rekening was gebracht (gestippeld weergegeven). De basispotentiaal verandert bij het schakelen weinig (≈ -1 V); de emissorpotentiaal verandert niet en de collectorpotentiaal maakt een sprong van $+12$ V. De basisemissor capaciteit behoeft dus vrijwel geen ladingsverandering; de basiscollector potentiaal echter wél. De orde van grootte van C_c bij kleinere schakeltransistors ligt tussen 10 en 40 pF. Bij normale l.f.-transistors welke als versterkers gebruikt worden, ligt deze een factor 3—5 hoger.

Om deze collectorcapaciteit in dezelfde tijd Δt te compenseren door extra capaciteit in het basiscircuit, vergelijken wij de spanningssprongen in het basiscircuit en het collectorcircuit bij het schakelen. De extra capaciteit wordt dan $\dfrac{-V_1}{-V} \times C_c$. In ons geval is $-V = -V_1$, dus is de extra capaciteit: $C_c \approx 20$ pF. De totale parallelcapaciteit in het basiscircuit wordt dan:
$C = 2{,}2(I_{B1} + I_2)\dfrac{\Delta t}{V} + \dfrac{V_1}{V} \times C_C = 2{,}2(0{,}3 + 0{,}08)\dfrac{10^{-3} \cdot 10^{-6}}{12} + \dfrac{12}{12} \times 20 \approx$
90 pF.
Gekozen wordt 100 pF.

2.6 Enkele methoden voor impulsvormverbetering

De kwaliteit van een impulsvormige spanning of stroom wordt bepaald door de steilheid van voor- en achterflank. Tot nu toe werden deze flanken bepaald door de gecombineerde eigenschappen van de transistor en de stuurschakeling. Het is echter ook mogelijk aan de collectorzijde zulke maatregelen te nemen dat het niet-steile gedeelte van de exponentieel verlopende flanken door begrenzing van de amplitude niet meer tot uiting komt; of, wat op hetzelfde neerkomt: wij bepalen niet meer het tijdsverloop tussen 10% en 90% van de oorspronkelijke amplitude, maar het gedeelte tussen b.v. 5% en 45%. De uitgangsamplitude wordt circa tweemaal kleiner,

Fig. 2.6–1

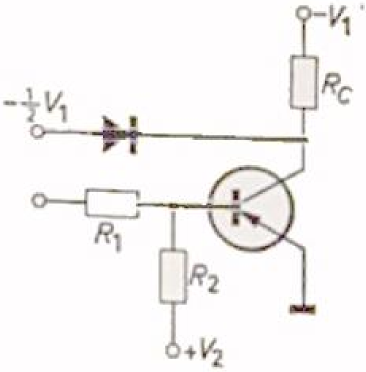


Fig. 2.6–2

maar het tijdsverloop méér dan tweemaal kleiner. Dit principe is weergegeven in fig. 2.6–1. Hierin wordt de amplitude tot de helft gereduceerd met behulp van een begrenzing (zie fig. 2.6–2), terwijl de tijd $t_{r2} \approx \frac{1}{3}\, t_1$.

De schakeling in fig. 2.6–2 geeft dan zonder of eventueel met verminderde oversturing in het basiscircuit toch korte schakeltijden, met het voordeel dat een kleinere oversturing kleinere uitschakeltijden t_f en vertragingstijden t_s geeft. Deze schakeling wordt meestal toegepast bij vibratorschakelingen, maar ook bij schakelingen als in fig. 2.6–2, als enkele trap (omkeerversterker–I.A.).

Voor het schakelen van de transistor is een basis-stuurstroom nodig; deze wordt voor een bepaald type transistor bepaald door de laagste opgegeven stroomversterkingsfactor α_{FE} (ten gevolge van spreiding), om zeker te zijn dat de collectorstroom altijd (in geschakelde toestand) bereikt wordt. Het merendeel van de transistoren uit een partij van dit type zal echter een hogere α_{FE} hebben dan de laagste waarde; aldus treedt automatisch een oversturing op. Daarnaast bestaan de in opzet al overstuurde transistortrappen; de eindconclusie is dus dat de transistorschakelaars in het algemeen alle overstuurd zijn (tenzij de transistors gesorteerd en de schakelingen gedimensioneerd worden op α_{FE}). Reeds besproken zijn de nadelen die de voordelen van oversturing met zich brengen. Wij kunnen deze nadelen (uitschakeltijdverlenging) verder verminderen met behulp van een paar dioden als aangegeven in fig. 2.6–3. Hierin is D_1 een siliciumdiode met een

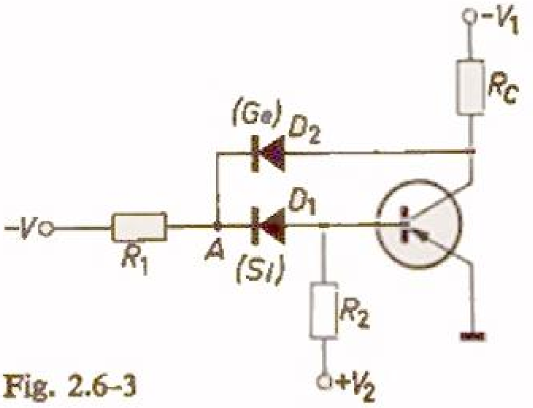


Fig. 2.6–3

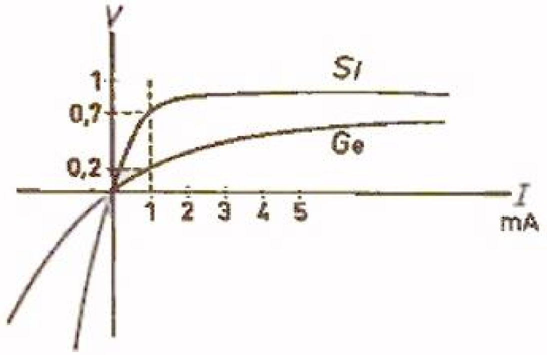


Fig. 2.6-4

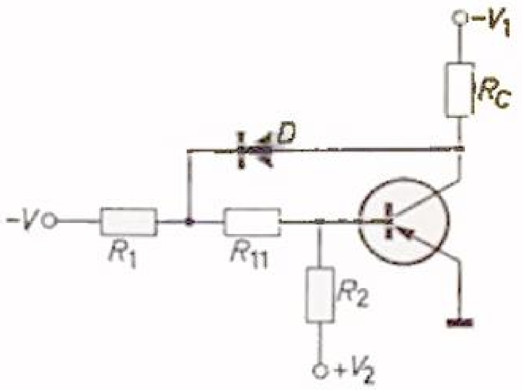


Fig. 2.6-5

kniespanning $V_{D1K} \approx 0{,}6$—$0{,}8$ V en D_2 een germaniumdiode met $V_{D2K} \approx 0{,}2$—$0{,}4$ V, als getekend is in fig. 2.6-4 (V_{DK} is bepaald bij een diodestroom $I_D = 1$ mA).

Als in fig. 2.6-3 de optredende basisstuurstroom oversturing zou geven zonder dioden, dan zal toevoeging van diode D_1 hieraan niets veranderen; d.w.z. de totale stuurstroom komt in de basis terecht. Alleen de spanning van punt A zal bij deze stuurstroom $V_{D1} = 0{,}6$ V meer negatief worden. Toevoeging van diode D_2 met een spanningsval $V_{D2} = 0{,}3$ V zal de collector niet dichter de basispotentiaal laten naderen dan $-V_{D1} + V_{D2} = -0{,}3$ V, d.w.z. het gedeelte van de stuurstroom dat de collectorspanning meer positief zou maken (het oversturingsgedeelte) wordt automatisch afgevoerd van de basis via D_2 naar de collector, en zal trachten deze weer meer negatief te maken. De oversturing treedt dus op zolang de collectorspanning meer dan 0,3 V negatief is t.o.v. de basis, zodat Δt automatisch en juist aangepast is. De stroom door D_2 vormt dus een tegenkoppeling die de waarde van α_{FE} in geleidende toestand stabiliseert tot een bepaalde waarde in de gehele schakeling. De transistor kan nu eenvoudig verwisseld worden (bij service) zonder de schakeling aan de nieuwe α_{FE} te moeten toepassen.

In fig. 2.6-5 is de diode D_1 vervangen door een weerstand, die zo gedimensioneerd moet worden dat de stroom (tijdens ingeschakelde toestand van de transistor) door R_{11} hieraan een spanningsval van 0,6 V geeft. De waarde van R_{11} wordt bepaald door de stuurstroom voor de hoogste α_{FE} en de stroom naar R_2. Deze schakeling is dus minder goed dan die in fig. 2.6-3, daar de spreiding in α_{FE} tot een evenredige spreiding in spanning over R_{11} tot uiting komt. De stuurstroom wordt vervolgens ingesteld met een transistor met de laagste waarde van α_{FE}, waarna de dissipatie in geleidende toestand gecontroleerd moet worden.

2.7 Uitschakeltijden bij inductieve belasting

In fig. 2.7–1 is een vermogens-schakeltransistor aangegeven met als belasting de spoel van een elektromagneet. De ohmse weerstand van deze spoel is R_L, de zelfinductie L. Als de transistor wordt uitgeschakeld, treden uitschakelverschijnselen op in de vorm van een spanningsstoot over de spoel (203). Deze spanningsstoot staat in serie met de batterijspanning en wel met dezelfde polariteit. De spanning tussen collector en emissor van de transistor zal dan een momentele waarde bereiken die de som is van batterijspanning $- V_1$ en inductieve piekspanning:

$$V_p = I_{C1}\sqrt{\frac{L}{C}}\,.$$

Hierin is C de som van de eigen capaciteit van de windingen op de spoel plus de collectorcapaciteit C_c van de transistor. Uit de formule blijkt dat de piekspanning vermindert indien een extra parallelcapaciteit wordt aangebracht, zoals algemeen bekend is. De eis is nu dat $V_1 + V_p$ kleiner moet zijn dan de maximale collector-emissorspanning V_{CEM}, daar anders gevaar van doorslag van de transistor optreedt (zie fig. 2.7–2).

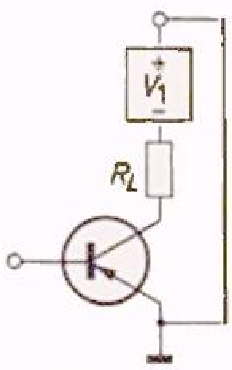


Fig. 2.7–1

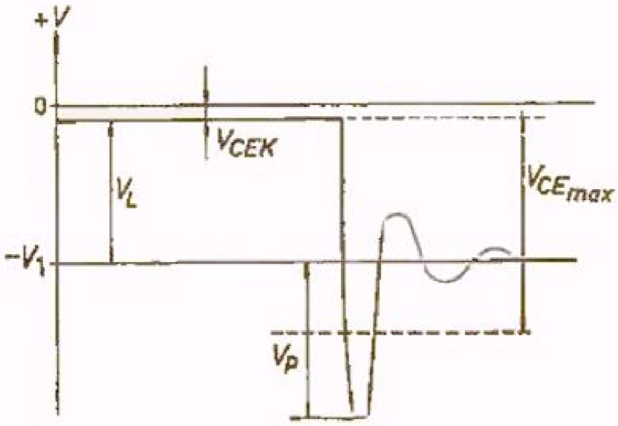


Fig. 2.7–2

De piekspanning V_p is niet alleen met een condensator te verkleinen, maar ook met een diode (min of meer) te begrenzen.

In fig. 2.7–3 is de diode parallel aan de spoel geschakeld met de katodezijde aan de collector (bij *pnp* transistors). In geleidende toestand van de transistor is de diode gesperd; maar bij uitschakeling zal de spanningsstoot V_p worden kortgesloten door de diode, ten gevolge waarvan door de spoel een uitstervende stroom blijft lopen in dezelfde richting als I_{C1}, waardoor de afvaltijd van de elektromagneet wordt verlengd (zie fig. 2.7–4). Hierin geeft de stippellijn de ideale afname tot nul van de stroom door de spoel aan.

In fig. 2.7–4 is de stroomafname voor de schakeling in fig. 2.7–3 getekend.

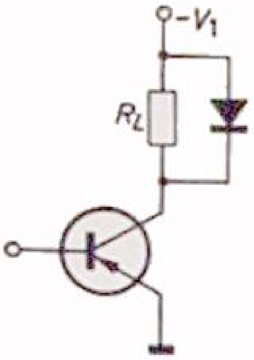


Fig. 2.7-3

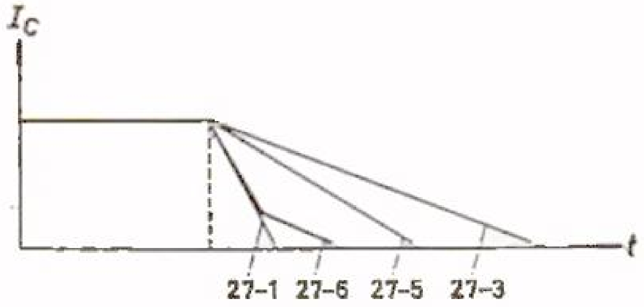


Fig. 2.7-4

In fig. 2.7-5 is een weerstand R in serie geschakeld met de diode. Deze schakeling heeft een tweeledig doel:

a) de grootste waarde van R wordt bepaald uit de voorwaarde dat de collector-emissorspanning V_{CE} tijdens het uitschakelen de maximale waarde V_{CEM} niet mag overschrijden. Over de weerstand R is dan nog toelaatbaar een spanning van $V_{CEM} - V_1$; vlak na het uitschakelen is de stroom door de spoel nog I_C, zodat $R \approx \dfrac{V_{CEM} - V_1}{I_C}$.

b) de weerstand vormt een paralleldemping op de kring; de verliezen worden groter, zodat de maximale waarden van stromen en spanningen lager liggen, de diode wordt beschermd tegen te hoge stromen en de uitschakeltijd wordt kleiner.

Door de kleinere stromen wordt ook de afnametijd kleiner zoals in fig. 2.7-4 is aangegeven. Deze stroomafnametijd kan nog verder bekort worden door de schakeling aangegeven in fig. 2.7-6.

Vlak na het uitschakelen wordt de stroom nog niet begrensd; pas als de spanningsstoot samen met de batterijspanning de waarde V_{CEM} bereikt, wordt de diode geleidend en valt deze kleine stroom langzamer op 0 terug

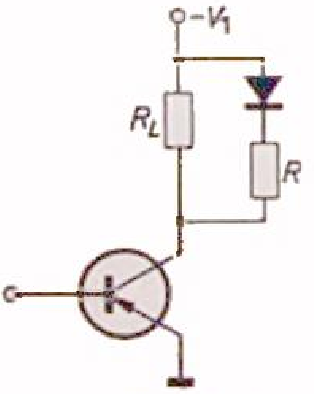


Fig. 2.7-5

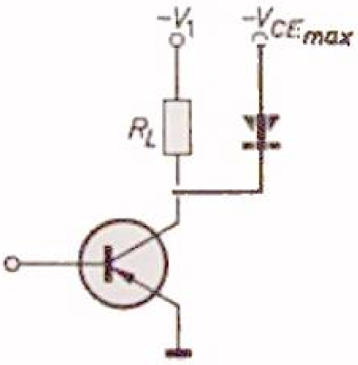


Fig. 2.7-6

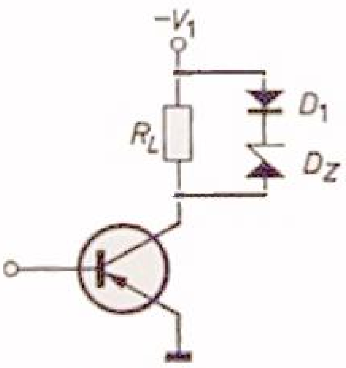


Fig. 2.7-7

(zie fig. 2.7–4). In deze figuur is tevens de afvaltijd aangegeven die geldt voor de toestand in fig. 27–1; deze tijd is het kortst, maar moet zo berekend worden dat de som van batterijspanning (die dan laag gekozen moet worden) en de spanningsstoot V_p kleiner is dan V_{CEM} van de toegepaste transistor.

In fig. 2.7–7 is de piekspanningsbegrenzing verzekerd door een zenerdiode, die op dezelfde wijze werkt als in fig. 2.7–6, echter zonder hulpspanning. D_1 moet een toelaatbare sperspanning V_1 hebben, daar in ingeschakelde toestand de zenerdiode D_z geleidend is; D_z moet een zenerspanning hebben $V_{CEM} - V_1$. De diode D_1 kan eventueel ook nog worden vervangen door een passende zenerdiode (904, 905).

HOOFDSTUK 3

VIBRATORSCHAKELINGEN EN HUN BESTURING

Onder een vibrator verstaat men een apparaat dat mechanisch, elektromechanisch, of elektronisch trillen kan. Deze trilling behoeft niet sinusvormig te zijn en heet dan meestal een relaxatietrilling. Een piano is een voorbeeld van een mechanische vibrator waarin de trillende snaren een hoorbaar geluid geven. Het meest bekende elektromechanisch voorbeeld is de elektrische huisbel met onderbreker, waarvan de werking bekend is. Afgeleiden hiervan voor industriële toepassing zijn de vibrators als trillende gelijkspannings- en wisselspanningsomvormers; vibrators ter omvorming van vermogens, en zulke voor meetdoeleinden (spanningsomvorming) noemt men trillers. De piano en de huisbel zijn vibrators voor het opwekken van geluiden; in de afgeleiden hiervan zijn daarentegen de voortgebrachte geluiden hinderlijk, zij worden dan ook zoveel mogelijk akoestisch afgeschermd.

Bij de elektronische vibrators zijn geen mechanisch trillende delen aanwezig, en is er dus ook geen geluid; er treden alleen elektrische trillingen (oscillaties) op. Als verzamelnaam voor deze elektronische vibrators wordt vaak de naam multivibrators gebruikt. Dit is niet aanbevelenswaardig; multivibrators zijn namelijk een bepaald soort vibrators, en wel de a-stabiele vibrators. Deze a-stabiele vibrators (multivibrators) geven een trilling die zichzelf onderhoudt; daarnaast bestaan andere soorten vibrators, die alleen een uitgangssignaal kunnen maken met behulp van een stuursignaal (triggering). Op deze laatste groep wordt in dit hoofdstuk nader ingegaan.

3.1 Bistabiele vibrator of flip-flop

De naam geeft al aan dat deze schakeling twee stabiele eindtoestanden kent. De schakeling is afgeleid uit de tweetraps transistorschakelaar van fig. 1.3–4 en is weergegeven in fig. 3.1–1.

In de schakeling zijn de niveaus 0 en 1 aangeduid. Indien de bovenzijde van R_{12} niet is aangesloten, heeft de basis van Tr_2 een signaal 0, de collector signaal 1. De basis van Tr_1 heeft dan ook een signaal-1 en de collector hier-

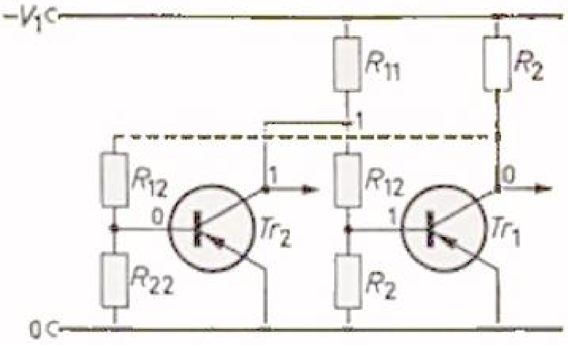


Fig. 3.1–1

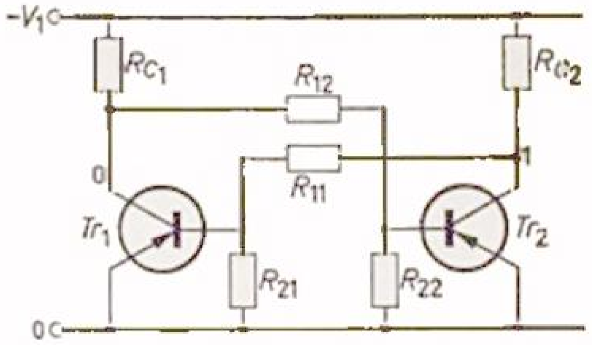


Fig. 3.1–2

van een signaal 0. Aldus kan de bovenzijde van R_{12} volgens de stippellijn worden aangesloten aan de collector van Tr_1 welke een signaal 0 heeft. Het is duidelijk dat door deze verbinding de schakeling in deze toestand blijft. Dit is de eerste stabiele toestand. Er zijn twee uitgangsklemmen, nl. de twee collectors, waarvan de uitgang aan transistor Tr_2 signaal heeft (1) en de uitgang aan Tr_1 geen signaal (0). Zonder beïnvloeding van buitenaf zal deze toestand dus onveranderd blijven.

In fig. 3.1–2 is dezelfde schakeling van een bistabiele vibrator in de meer gangbare vorm getekend. De opbouw van de schakeling is in het algemeen symmetrisch, d.w.z. $R_{C1} = R_{C2}$, $R_{11} = R_{12}$ en $R_{21} = R_{22}$; dit is echter geen noodzakelijke voorwaarde.

In fig. 3.1–3 is dezelfde schakeling nog eens getekend, maar nu met twee voedingsspanningen, zoals in fig. 1.5–3 is getekend. Bovendien zijn de basis-ingangsweerstanden overbrugd door een parallelcapaciteit, die de omschakeltijd verkleint (volgens fig. 2.5–3). De wijze waarop de vibrators kunnen worden omgeschakeld is getekend in fig. 3.1–4. Hierin zijn tussen de beide basispunten van Tr_1 en Tr_2 en aarde twee drukknoppen aangebracht.

Wij nemen aan dat Tr_1 een collectorsignaal 1 heeft; dan moet de collector

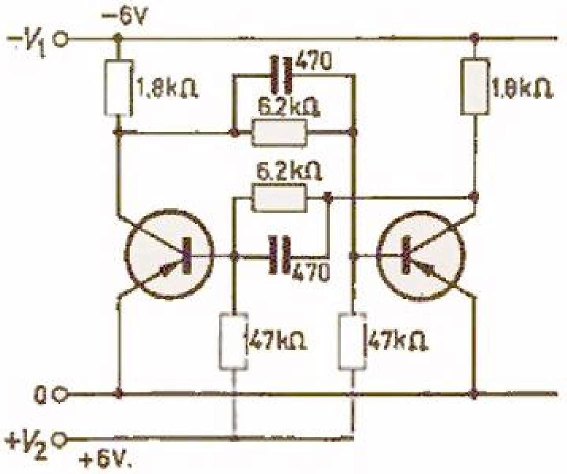


Fig. 3.1–3

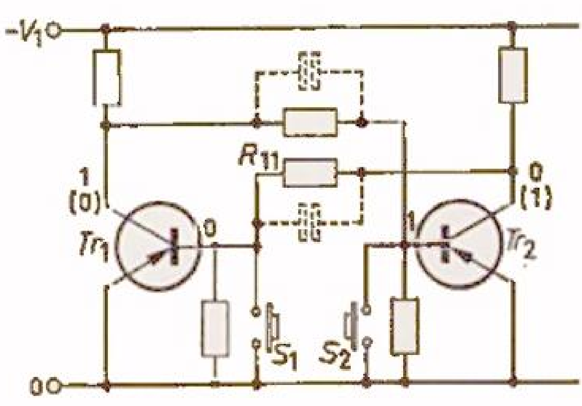


Fig. 3.1–4

van Tr_2 een signaal 0 hebben. Bij het indrukken van S_1 blijft de signaalstand (0) van de basis onveranderd op signaal 0. Maar bij indrukken van S_2 wordt het signaal 1 op de basis van Tr_2 kortgesloten en wordt het nul, d.w.z. dat Tr_2 gesperd zal worden en de collector van Tr_2 een signaal 1 krijgt. Dit signaal zal via R_{11} op de basis van Tr_1 komen, waardoor deze geleidend wordt. Het signaal op de collector van Tr_1 wordt dientengevolge 0. Zonder beïnvloeding van buiten blijft de schakeling in deze toestand (het loslaten van drukknop S_2 verandert niets aan het basissignaal van Tr_2).

Om de trap weer in de oorspronkelijke toestand terug te brengen, moet S_1 ingedrukt worden. In het algemeen heeft de omschakeling eerst dan plaats wanneer de basis van de geleidende transistor op nul gebracht wordt. De schakeling met de schakelaars S_1 en S_2 dient als voorbeeld van een basisbesturing. Het is evengoed mogelijk de schakelaars tussen collector en aarde op te nemen. Waar signaal is wordt dit kortgesloten en schakelt de vibrator om. In dat geval spreken wij van collectorbesturing. De mechanische schakelaars S_1 en S_2 zijn zonder meer te vervangen door elektronische (transistor-) schakelaars. De praktische schakelingen voor het besturen van vibrators worden besproken in § 3.5.

De schakeling kent dus, zoals aanvankelijk reeds werd opgemerkt, twee stabiele eindtoestanden, welke door beïnvloeding van buiten van de ene in de andere over te zetten zijn. De schakeling kan twee uitgangen hebben, die t.o.v. elkaar altijd inverse signalen voeren, d.w.z. indien de ene uitgangsklem een signaal 1 voert, dan heeft de andere klem een signaal 0, en omgekeerd.

De opbouw is overeenkomstig de eenvoudige transistorschakelaar, en de berekening is reeds bekend uit de vroeger aangegeven methode.

3.2 De monostabiele vibrator of univibrator (one shot)

De naam geeft reeds aan dat bij dit type vibrator maar één stabiele eindtoestand mogelijk is. Na een besturingssignaal zal de vibratortrap omschakelen en na een bepaald tijdsverloop uit zichzelf in de oorspronkelijke toestand (dus stabiele toestand) terugkeren. De Engelse naam van deze schakeling is dan ook „one-shot vibrator", of „O.S.", en deze afkorting gebruikt men ook in blokschema's. Voor de bistabiele vibrator wordt „F.F." gebruikt, van „flip-flop".

De schakeling van een monostabiele vibrator is weergegeven in fig. 3.2-1, en is afgeleid van de tweetraps transistorschakelaar uit fig. 1.3-4. De ingangsweerstand R_{12} in het basiscircuit is aan de voedingsspanning V_1

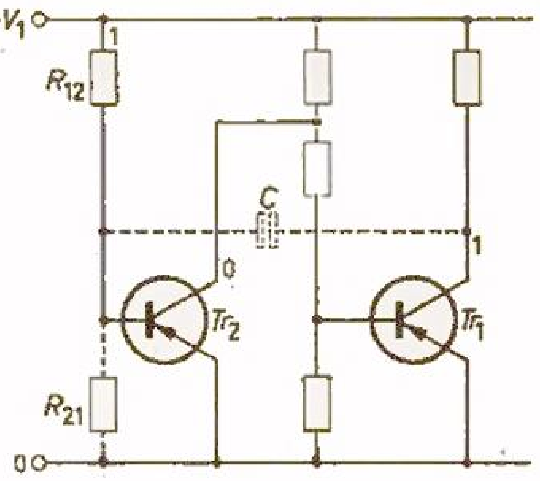


Fig. 3.2-1

geschakeld. De basis van Tr_2 krijgt signaal, Tr_2 wordt geleidend, de collector krijgt een signaal 0, evenals de basis van Tr_1, waardoor Tr_1 gesperd is en de collector van Tr_1 signaal 1 heeft. Wij maken nu bovendien R_{21} hoogohmig, of laten hem weg, terwijl een condensator C extra wordt toegevoegd tussen de collector van Tr_1 en de basis van Tr_2. In fig. 3.2-2 is dezelfde schakeling getekend in meer conventionele vorm. In fig. 3.2-3 is dezelfde schakeling met twee voedingsspanningen getekend. Het is zonder meer duidelijk dat de be-

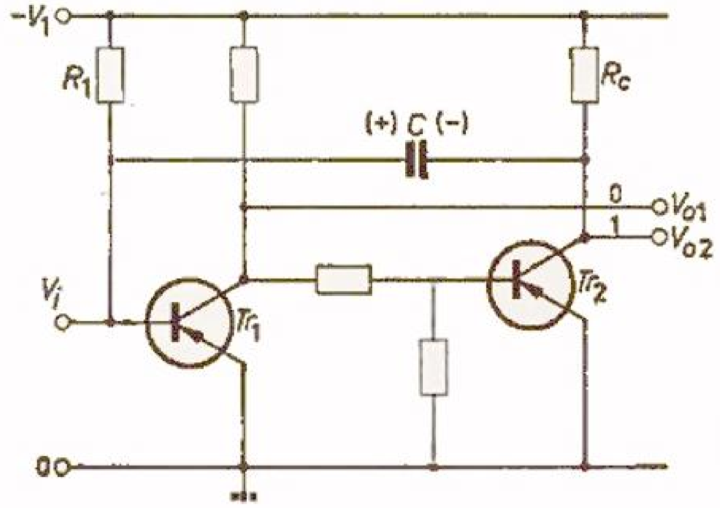


Fig. 3.2-2

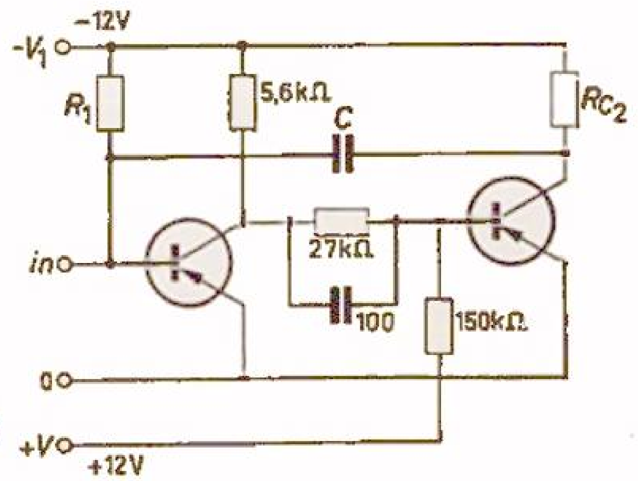


Fig. 3.2-3

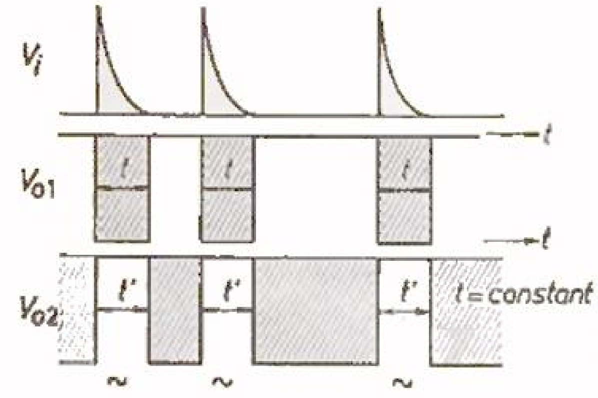


Fig. 3.2–4

schreven (eind-)toestand niet zonder beïnvloeding van buiten kan veranderen.

Wanneer nu op de ingang (basis Tr_1 in fig. 3.2–2) een kort positief (of nul-)-signaal gebracht wordt, dan zal Tr_1 gesperd worden, en Tr_2 is dan geleidend. De condensator C houdt nu de schakeling in deze omgekeerde schakeltoestand vast totdat hij via R_1 geheel ontladen is. Deze tijd bedraagt t $\approx$ 0,6 RC.

In fig. 3.2–4 is een bepaalde positieve stuurspanningsimpuls V getekend, met daaronder de spanningen aan de beide collectors. Deze laatste twee spanningen zijn zonder meer in tegenfaze.

Om de omschakeltijd t nog iets nader toe te lichten grijpen wij terug op fig. 3.2–2. Bij het inkomende positieve triggersignaal wordt de collector van Tr_2 aan aarde (nul) gelegd. De condensator was vroeger opgeladen van ongeveer aardpotentiaal aan de linkerzijde tot $-V_1$ aan de rechterzijde (via R_c). Daar de collector van Tr_2 nu op aardpotentiaal komt, wordt de linkerzijde van de condensator positief t.o.v. aarde (4). Deze positieve lading lekt weg door R_1; na het passeren van de nulpotentiaal (na een tijdsverloop t) wordt de basis van Tr_1 weer negatief, de transistor Tr_1 wordt geleidend en Tr_2 niet-geleidend. De oorspronkelijke toestand is nu vrijwel bereikt; op het ogenblik dat Tr_2 gesperd wordt, begint weer de omgekeerde oplading van C door R_C (de andere zijde van C ligt op $-V_{BE} \approx 0$). Na deze oplading mag het volgende triggersignaal komen.

Deze oplading duurt een zekere (herstel-)tijd $t_2 \approx R_C \cdot C$, en dit begrenst de herhalingsfrequentie van het besturingssignaal.

Opmerking:

De weerstand via welke het triggersignaal wordt toegevoerd moet groot zijn t.o.v. R_1 (zie § 3.5).

Van de schakeling met de bijgeschreven waarden in fig 3.2-3 zijn van het uitgangssignaal enkele foto's op een oscillograaf gemaakt.

Op foto 1 is de spanningsverandering op de collector Tr_1 te zien waarbij de bredere uitgangsimpulsen worden bereikt met een grotere waarde van C.

Op de horizontale as stelt 1 cm = 0,2 ms voor. Bij de bredere impuls is de nullijn iets verschoven om de foto duidelijker te maken.

Op foto 2 geeft de bovenste blokspanning de uitgangsspanning weer van Tr_1, en de onderste spanning die van Tr_2. In de onderste figuur geeft de achterflank duidelijk aan dat condensator C via weerstand R_C wordt opgeladen tot $-V_1$. Deze hersteltijd $t_2 \approx R_C \cdot C$ is kleiner te maken door R_C te verkleinen (zie foto 3). De bovenste signalen gelden voor $R_C = 5{,}6$ kΩ, bij de middelste $R_C = 2{,}2$ kΩ, en bij de onderste impulsserie $R_C =$ 560 Ω.

De breedte van het uitgaande signaal is afhankelijk van $R_1 \cdot C$. Zolang dit produkt constant is, blijft ook de breedte (tijd) van het uitgaande signaal constant. Om grotere veranderingen in tijd naar keuze in te stellen, is het aanbevelenswaardig de C in stappen te regelen; voor fijnere veranderingen kan R_1 het best als potentiometer worden uitgevoerd.

Een uitvoering is aangegeven in fig. 3.2–5, waar een potentiometer R_{13} met een begrenzingsweerstand R_{12} in serie, parallel geschakeld aan R_{11}, de totale waarde kan verkleinen, waardoor de impulsen smaller worden.

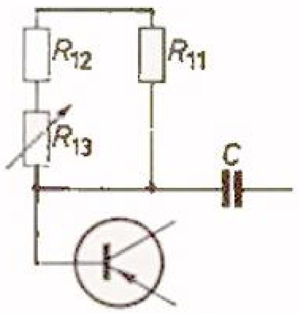


Fig. 3.2–5

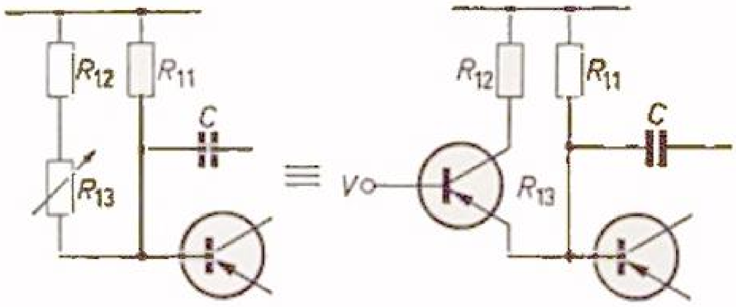


Fig. 3.2–6

Ook kan elektronisch de impulsbreedte (automatisch) worden geregeld als de potentiometer R_{13} vervangen wordt door een transistor, zoals in fig. 3.2–6 is weergegeven (zie ook fig. 1.7–4; de transistor als contactloze potentiometer).

3.3 De Schmitt-triggerschakeling

Ook de Schmitt-trigger is een omslagschakeling, die in de buizentechniek reeds bekend is en veel wordt toegepast. Ook in de transistortechniek is het een veel gebruikte schakeling.

In fig. 3.3–1 is een Schmitt-triggerschakeling weergegeven. Een kenmerkend verschil met de vroegere omslagschakelingen is de gemeenschappelijke

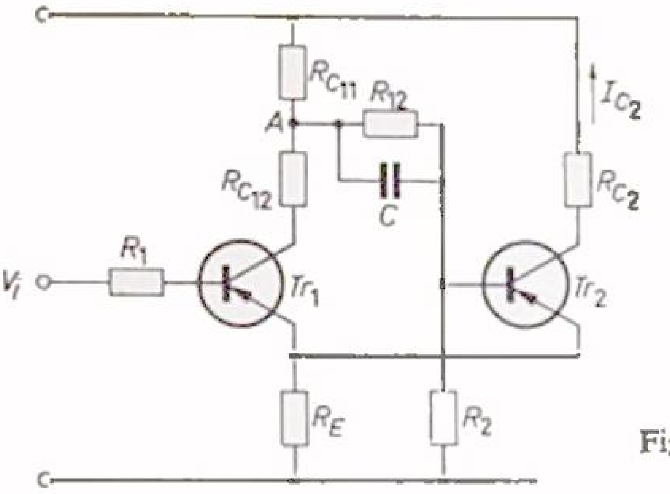


Fig. 3.3–1

emissor-weerstand. Het voordeel van de gemeenschappelijke emissor-weerstand ligt daarin dat de gekoppelde emissors een snellere omslag bij het omschakelen geven, en dat de niet-geleidende transistor automatisch een positieve basis-voorspanning krijgt, zodat de thermische stabiliteit veel beter is (zie fig. 1.4–5).

In de getekende toestand heeft Tr_2 een basissignaal (via R_{C11} en R_{12}) en is geleidend, terwijl de daardoor optredende stroom I_{C2} over R_E een spanning doet ontstaan die het gesperd zijn van Tr_1 verzekert. Zonder invloed van buiten is dit een stabiele gesperde toestand voor Tr_1.

Wanneer de basis van Tr_1 nu van buitenaf langzaam meer negatief wordt gemaakt, zal op het ogenblik dat de negatieve spanning groter wordt dan de sperspanning over de weerstand R_E, Tr_1 een van 0 af groter wordende collectorstroom gaan voeren, die nog klein is t.o.v. de collectorstroom van Tr_2.

De spanning in punt A wordt minder negatief omdat de nog kleine collectorstroom van Tr_1 via R_{C12} een belasting vormt op de spanningsdeler R_{C11} — R_{12} naar de basis van Tr_1. Daardoor wordt de basisstroom van Tr_2 kleiner. De collectorstroom van Tr_2 wordt dientengevolge vele malen meer (α_{FE}) kleiner, en daarmee ook de emissorstroom van Tr_2. Deze kleiner wordende emissorstroom vermindert de sperspanning over R_E voor Tr_1, zodat de stroom van Tr_1 sneller zal toenemen. Dit zal de basisstroom van Tr_2 nog sneller doen afnemen, waardoor de bijbehorende collector- en emissorstroom ook sneller valt. Dit lawineachtig effect berust dus op de afnemende spanning over weerstand R_E, ondanks de toenemende emissorstroom van Tr_1. De emissorstroom van Tr_2 zal nu een (door de potentiometer R_{C11} — R_{12}) bepaald gedeelte van α_{FE} sneller afnemen dan de emissorstroom van Tr_1 toeneemt. Wordt in fig. 3.3–1 de spanningsdeler R_{C11} — R_{C12} zo gewijzigd dat punt A naar beneden schuift zoals bij gebruik van een potentio-

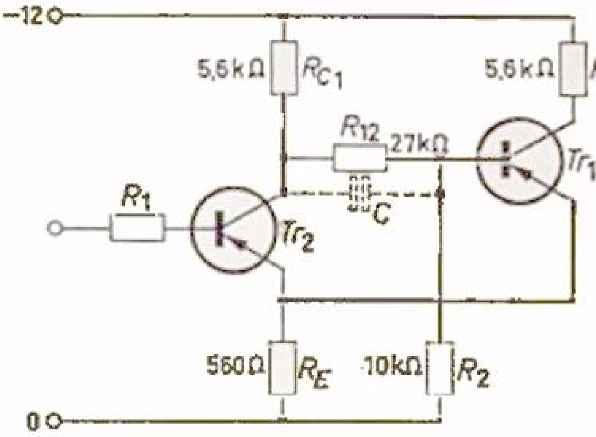


Fig. 3.3-2

meter, dan wordt de koppeling tussen de twee transistortrappen sterker, waardoor een groter deel van de a_{FE} van Tr_2 tot uiting komt. De koppeling is het sterkst indien punt A, en daarmee weerstand R_{12} direct aan de collector van Tr_1 ligt.

In fig. 3.3-2 is dit te zien. Hierin is dus $R_{C_1} = R_{C_{11}} + R_{C_{12}}$. De collectorweerstanden van beide transistors zijn gelijk. De werkingswijze is nu eenvoudig in een I_C — V_{CE} diagram samen met de werklijn te verklaren volgens fig. 3.3-3. In het diagram is de toestand vóór het schakelen aangeduid. Tr_2 is geleidend en staat in punt 3; T_1 is gesperd en staat in 2′.

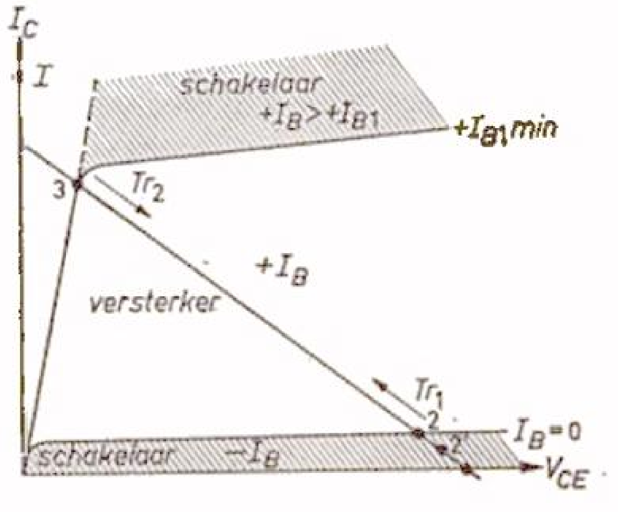


Fig. 3.3-3

Tr_2 heeft oversturing, en gedurende de eerste faze van de basis-stroomvermindering (ten gevolge van een stuurimpuls op de ingang) gebeurt er nog niets met punt 3. Pas als de basisstroom van Tr_2 onder de waarde I_{B1} komt, zal het werkpunt van Tr_2 uit punt 3 langs de werklijn naar beneden lopen met een snelheid die vrijwel a_{FE} maal groter is dan de verplaatsing van het werkpunt van Tr_1 langs de werklijn naar boven (zie ook tijdtabel in fig. 3.3-4). Tr_1 was in de begintoestand in punt 2′, en zal bij groter wordende stuurstroom punt 2 passeren en ten slotte punt 3 bereiken. Wanneer de

TABEL 3.3-4

Tr_1	Tr_2
in 2′	in 3 ($I_B < I_{B1}$)
in 2	in 3 ($I_B \approx I_{B1}$)
tussen 2 — 3	tussen 3 — 2
tussen 2 — 3	in 2
in 3 ($I_B \approx I_{B1}$)	in 2′
n 3 ($I_B < I_{B1}$)	in 2′

stuurstroom nog groter wordt, komt deze transistor ook in het verzadigde gebied van oversturing, maar blijft in punt 3 staan. Voor de schakelaars is het traject tussen 2 en 3 onstabiel (trap werkt als versterker!); de punten 2 en 3 stellen de stabiele grenzen van de meer naar buiten liggende stabiele stukken van de werklijn voor (trap werkt als schakelaar!). In fig. 3.3–4 is nog eens in tabelvorm het schakelverloop met de tijd overzichtelijk weergegeven.

In fig. 3.3-5 ziet men hoe met toenemende stuurspanning (V_i) de collectorstroom I_{C2} van de tweede transistor en de basis-stuurstroom I_1 van de eerste transistor verlopen (resp. uitgangs- en ingangskarakteristieken). Het is duidelijk te zien dat de karakteristiek van de ingangsstroom I_1 in punt A omslaat en zelfs doorloopt (negatieve helling), terwijl de stroom I_{C2} tegelijkertijd snel naar nul terugloopt. Voor verdere bijzonderheden over deze schakelverschijnselen, met de bepaling van de aangegeven hellingen, zie litteratuur (318), (323), (613).

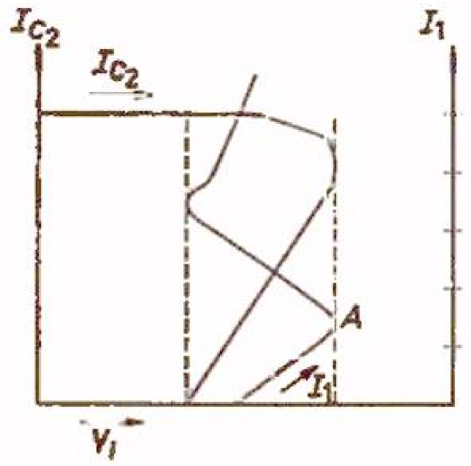


Fig. 3.3–5

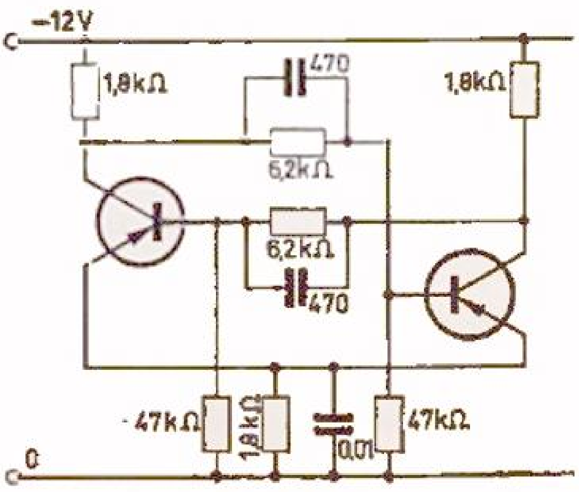


Fig. 3.3–6

Deze karakteristiek met negatieve helling is kenmerkend voor het omslagverschijnsel; de tunneldiode op zich b.v. heeft ook een dergelijke karakteristiek, zodat met één tunneldiode een schakeling is op te bouwen die slechts met twee normale transistors mogelijk is.

Wanneer in de schakeling van fig. 3.3.–2 het negatieve stuursignaal wegvalt, slaat de schakeltrap terug naar de oorspronkelijke toestand volgens de omgekeerde weg. Het is echter ook mogelijk de schakeling zo op te bouwen dat er twee stabiele toestanden ontstaan, zoals bij de bistabiele vibrator (zie fig. 3.1–1). Daartoe moet de ingangsweerstand R_1 uit fig. 3.3–2 worden aangesloten aan de collector van de tweede transistor (zie fig. 3.3–6).

Op deze wijze hebben wij een Schmitt-trigger als bistabiele vibrator verkregen. Daar wegens de versnellende werking van de emissorkoppeling de omschakeltijd verkort is, is nu een veel hogere herhalingsfrequentie te bereiken als met de onder § 3.1 beschreven vibrators. Met de in fig. 3.1–3 getekende bistabiele vibrator (met tweemaal 6 V voeding) is een maximale herhalingsfrequentie gemeten (aan enkele exemplaren) tussen 150—180 kHz.

De met dezelfde transistors en onderdelen uitgevoerde bistabiele vibrator van het Schmitt-triggertype daarentegen leverde als meetresultaten van de grensschakelfrequentie 1,0—1,1 MHz.

Door de keuze van gelijke collector en emissorweerstanden in fig. 3.3–6 zal (daar altijd één transistor geleidend is met $V_{CE} = V_{CEK} \approx 0$) de gemeenschappelijke emissorleiding op ≈ 6 V negatief t.o.v. 0 liggen. De collectorsprongen bewegen zich dus tussen -6 V (signaal 0) en -12 V (signaal 1) t.o.v. 0. Daar het signaal 0 niet op 0-niveau ligt, geeft dit een minder eenvoudige opbouw van het opvolgende schakelingsgedeelte.

Deze moeilijkheid is op te heffen door een (derde) transistor te koppelen achter de Schmitt-trigger waarvan de emissor weer direct aan 0 verbonden is (zie fig. 3.3–8). Hierbij zullen met behoud van de snelle Schmitt-trigger eigenschappen (met goede impulsvormen), de uitgangssprongen tussen ≈ 0 en $-V_1$ wisselen. De vereenvoudiging van het opvolgende schakelingsgedeelte (in het bijzonder de logische schakelingen – zie hoofdstuk 4) is zodanig dat de uitbreiding van de Schmitt-trigger met een derde transistor zonder meer gerechtvaardigd is.

Deze schakeling is algemeen bruikbaar als impulsvormer. Bovenin foto 4 is de ingangsspanning, en er onder is de uitgangsspanning aan Tr_2 weergegeven van de schakeling in fig. 3.3–2. Hierbij is de frequentie 10 kHz. In foto 5 is de ingangsweerstand R_1 gevarieerd. Met groter wordende R_1 wordt de impulsvorm steeds slechter. De uitgangsspanningen in foto 5 zijn verkregen met (van boven naar beneden) respectievelijk een $R_1 = 1$ kΩ; 10 kΩ; 100 kΩ (echter zonder C parallel aan R_{12}).

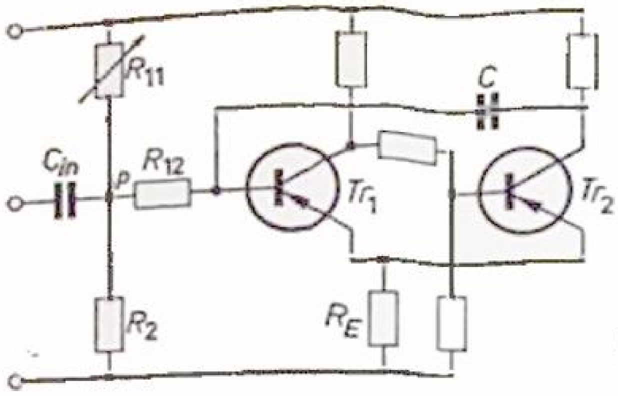


Fig. 3.3-7

In foto 6 is de uitgangsspanning weer aangeduid met een $R_1 = 10\ \mathrm{k}\Omega$; boven zonder C over R_{12}, en onder met $C = 470$ pF over R_{12}.

Opmerking:

Foto 4 geeft een juiste fazesamenhang; de foto's 5 en 6 hebben geen fazesamenhang, omdat de foto's 5 en 6 niet gelijktijdig zijn gemaakt.

De waarde van de stuurspanning waarbij de Schmitt-trigger omslaat is hoofdzakelijk afhankelijk van de spanning over weerstand R_E. Met groter wordende R_E wordt de vereiste stuur-omslagspanning ook groter. Zolang de stuurspanning boven de stuuromslagspanning ligt, blijft de trigger geschakeld (fig. 3.3–2), d.w.z. met signaal 1 aan de uitgang.

Wordt de stuurspanning zoveel kleiner dat de trigger weer terugschakelt, dan blijkt dat op het moment van terugschakelen de daarbij behorende stuurspanning kleiner is dan de stuurspanning was op het moment waarop de trigger inschakelde.

In eerste benadering nemen we echter aan dat de stuurniveaus voor in- en uitschakelen gelijk zijn ($V_{in} = V_A$). Zolang $V_{in} < V_A$, heeft de uitgang een signaal 0, en, indien $V_{in} \geq V_A$, dan voert de uitgang een signaal 1 (fig. 3.3–2). We kunnen naast het gebruik van Schmitt-triggers als impulsvormer deze dus ook gebruiken als spanningsniveau-indicator (amplitude-

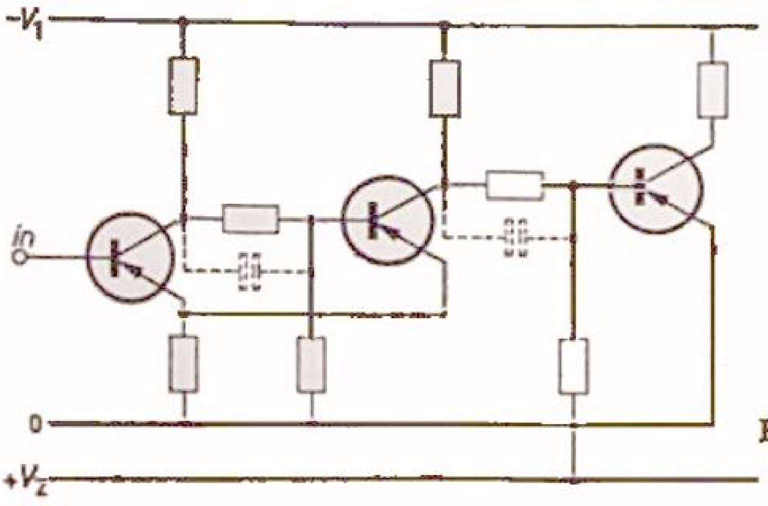


Fig. 3.3-8

discriminator karakter). Deze laatste toepassing wordt ook aangeduid als analoog-digitaal omzetter. In foto 7 is met behulp van een integrator van een blokspanning een driehoeksspanning gemaakt. Deze driehoeksspanning gebruiken wij als analoog signaal aan de ingang van de schakeling aangegeven in fig. 3.3–2. In foto 8 zijn weer de in- en uitgangsspanning van de Schmitt-trigger aangeduid.

Bij groter (meer negatief) wordende ingangsspanning, schakelt de transistortrap om, en blijft hij omgeschakeld zolang de ingangsspanning boven deze grens is; en bij teruglopende ingangsspanning schakelt de trap terug zodra de spanning weer bijna nul is (de trap is dus gedurende de langste tijd ingeschakeld). In deze foto is het vroeger genoemde verschil tussen in- en uitschakelniveau aan de ingang vrijwel niet zichtbaar. Daarom is in foto 9 een oscillografische vergroting gemaakt van het in- en uitschakelmoment. Vergelijkt men het moment van inschakelen van de ingangsspanning (rechts) met dat van uitschakelen (links), dan ziet men dat het stuursignaal voor het uitschakelen beduidend kleiner is. De negatieve polariteitsrichting in de foto's 8 en 9 is naar boven genomen in overeenstemming met een groter wordende (negatieve) ingangsspanning.

Om het verschil in niveau tussen de stuurspanningen voor in- en uitschakelen nog duidelijker weer te geven is foto 10 genomen. De uitgangsspanning is verticaal uitgezet, de ingangsspanning horizontaal. Het stuursignaal was sinusvormig en bedroeg 50 Hz. Het stuursignaal komt van rechts boven bij niet geschakelde trigger. Het stuursignaal wordt minder positief, loopt horizontaal naar links totdat de trigger omschakelt, en loopt negatief verder naar links onder. Even later wordt het stuursignaal weer minder negatief, loopt van links onder naar rechts maar schakelt niet op hetzelfde niveau de trigger terug, doch bij een lagere negatieve spanning. Dit geeft de hysteresisfiguur in foto 10 van de stuurspanning bij in- en uitschakelen. Dit hysteresiseffect is te verkleinen door toevoeging van condensator C in fig. 3.3–2 (zie foto 11). Hierin is de hysteresis aangegeven links zonder en rechts met condensator. De lus is niet alleen smaller geworden, maar ook steiler, hetgeen betekent dat de omschakeling sneller verloopt en de impulsvorm dus beter is (Vergelijk ook foto 6: impulsvorm zonder en met condensator. In foto 5 hebben we gezien dat een groter wordende ingangsweerstand R_1 slechtere impulsvormen geeft, dus langere omschakeltijden).

Dit is ook weer terug te vinden in de hysteresisfiguur. Foto 12 geeft links de hysteresisfiguur bij een ingangsweerstand $R_1 = 10\ \text{k}\Omega$, en rechts die bij $R_1 = 100\ \text{k}\Omega$.

Het is mogelijk de relatieve stuur-omslagspanning (aanspreekspanning) te veranderen door een voorspanning aan te brengen met een instelbare

spanningsdeler. In fig. 3.3.–7 is hiervan een voorbeeld gegeven. De spanningsdeler wordt gevormd door R_{11} — R_2.

Er zijn nu twee karakteristieke mogelijkheden. Ten eerste: de potentiometer wordt zo ingesteld dat V_p onder de aanspreekspanning van de Schmitt-trigger ligt. De Schmitt-trigger slaat dan om bij negatief binnenkomende impulsen. Ten tweede: V_p wordt boven de aanspreekspanning ingesteld. De Schmitt-trigger is nu omgeschakeld. Dan zullen alleen positieve signaalimpulsen de Schmitt-trigger terugschakelen.

Indien de stuurimpulsen smal (kort in tijd) zijn, zullen ook de uitgangsimpulsen kort zijn. Bij bepaalde toepassingen kan dit hinderlijk zijn. Om de uitgangsimpulsen breder te maken, wordt condensator C toegevoegd tussen de collector van Tr_2 en de basis van Tr_1.

Het is duidelijk dat de schakeling nu op die uit fig. 3.2–2 gaat lijken, en dat we een monostabiele vibrator hebben opgebouwd die van de Schmitt-trigger is afgeleid. Later worden bij de toepassingen van dit type nog voorbeelden gegeven.

3.4 De a-stabiele of multivibrator

De vroeger beschreven vibrators hadden één of twee stabiele eindtoestanden; de nu volgende a-stabiele vibrators hebben geen stabiele eindtoestand, maar springen uit zichzelf steeds van de ene in de andere toestand over. De schakeling is daarom te beschouwen als oscillator met niet-sinusvormige uitgangsspanning.

In fig. 3.4–1 is nog een bistabiele vibrator getekend waarin de basiskoppelweerstanden R_{11} en R_{12} zó gedimensioneerd zijn dat de basisstroom I_B altijd groter is dan I_{B1}. Worden deze weerstanden nu steeds groter gemaakt, zodat de basisstroom $I_B < I_{B1}$ (zie ook fig. 3.3–3), dan schuift het werkpunt uit punt 3 (stabiele toestand) naar beneden langs de werklijn in het onstabiele gebied, waardoor de schakeling uit zichzelf gaat oscilleren. In het extreme geval maken wij R_{11} en R_{12} oneindig groot (weglaten) evenals R_{21} en R_{22} (waardoor de koppeling sterker wordt). Dan verkrijgen wij de in fig. 3.4–2 getekende a-stabiele vibrator. Om toch de werkpunten van de transistors ondubbelzinnig vast te leggen, worden twee basisweerstanden toegevoegd zoals uit fig. 3.4–3 blijkt.

Wordt nu Tr_1 met weerstanden R_{11} R_{C1} en condensator C_1 vergeleken met Tr_1 uit fig. 3.2–2, die een monostabiele vibrator is, dan blijken deze schakelinggedeelten identiek.

Het gedeelte om Tr_1 in fig. 3.2–2 bouwt een halve impuls op; de tweede

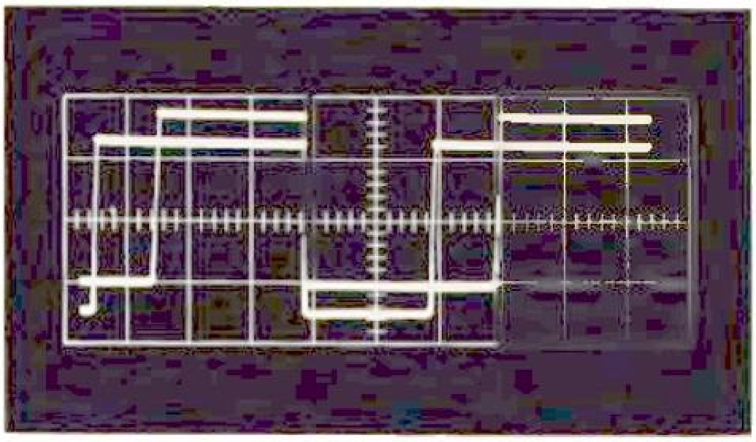


Foto 1 (p. 46)

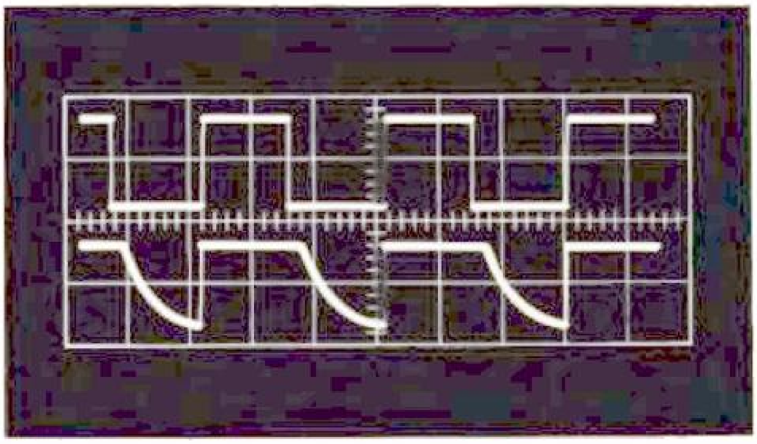


Foto 2 (p. 47)

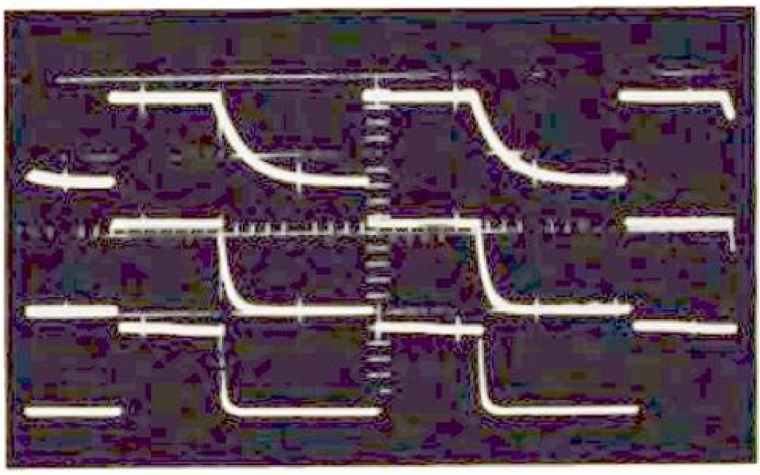


Foto 3 (p. 47)

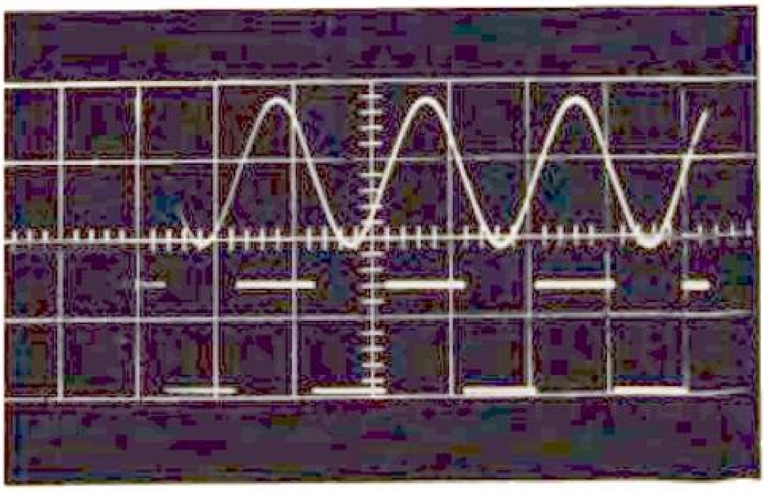


Foto 4 (p. 51)

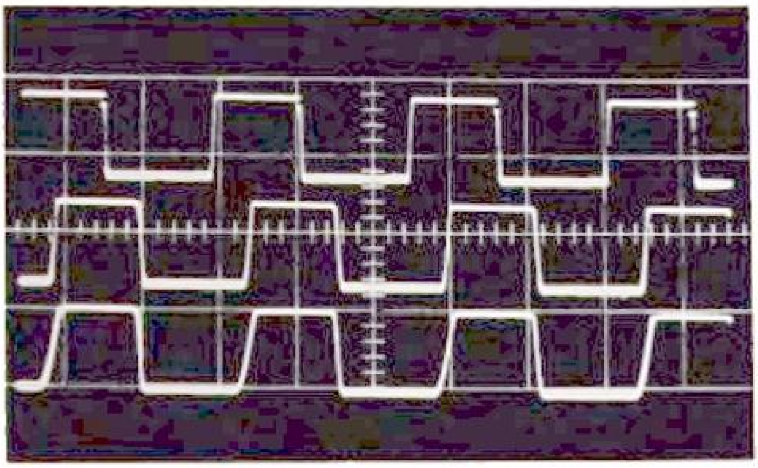


Foto 5 (p. 51)

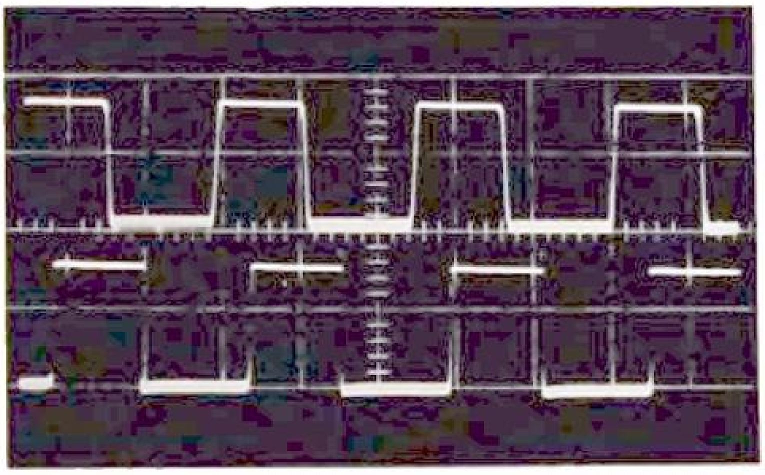


Foto 6 (p. 52)

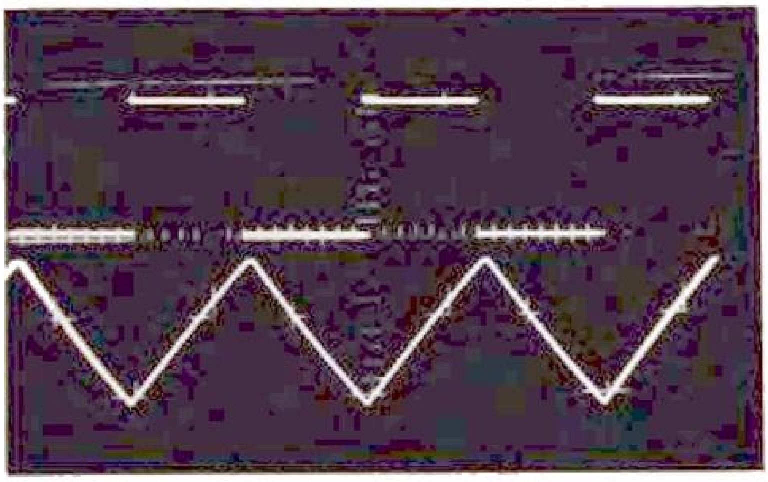


Foto 7 (p. 53)

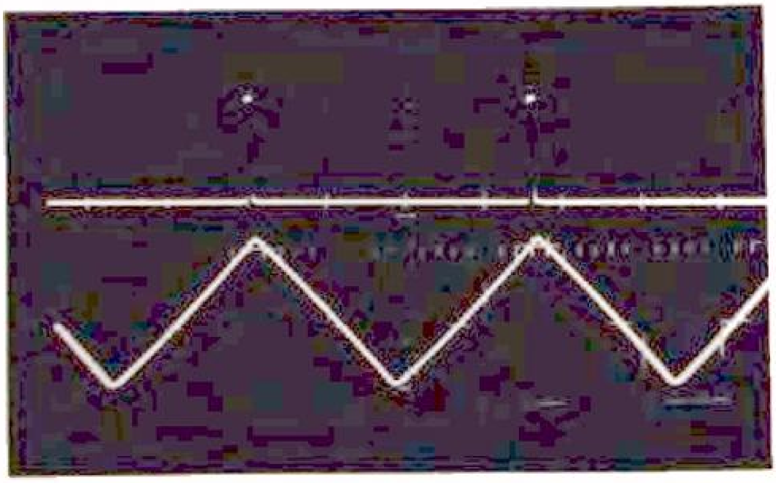


Foto 8 (p. 53)

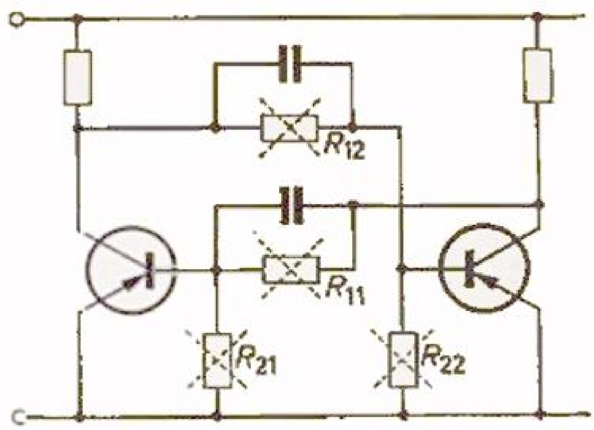


Fig. 3.4-1

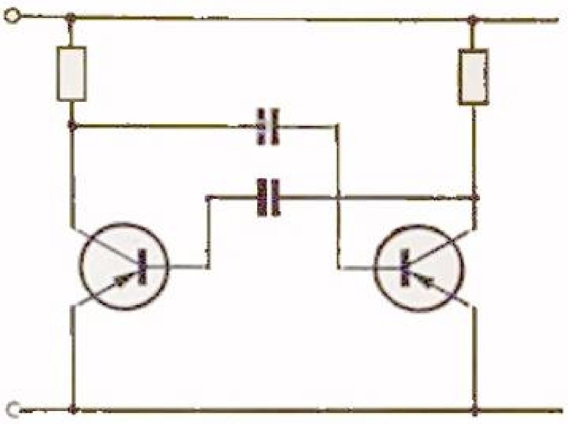


Fig. 3.4-2

halve impuls, maar nu met tegengestelde faze, wordt nu gegeven door de symmetrisch opgebouwde tweede transistor Tr_2 met de bijbehorende componenten R_{12}, C_2 en R_{C2}. Van de eerste halve periode wordt de tijdsduur $T_1 \approx 0{,}65 R_1 \cdot C_{11}$, en van de tweede halve periode $T_2 \approx 0{,}65\ R_{12} \cdot C_2$ Bij symmetrische opbouw wordt de totale periodetijd $T = 1{,}3\ R_{11}\ C_1 = 1{,}3\ R_{12}\ C_2 = 1{,}3\ R_{BC}$.

Opmerking:

Om de impulsvorm beter te maken, bestaan verscheidene eenvoudige mogelijkheden, zoals b.v. het toevoegen van kleine serieweerstanden direct op de basis van de transistor (zie litt. (303, 309, 310, 318)).

De regeling van de herhalingsfrequentie $f = \frac{1}{T}$ gaat voor grote variaties het eenvoudigst met het omschakelen van de twee condensatoren, en, voor kleinere en continue variaties, met verandering van de waarde van de twee basisweerstanden R_{11} en R_{12}. Voor symmetrische impulsen moeten dit gelijklopende potentiometers zijn (zie fig. 3.4-4). Het is evenwel mogelijk met één potentiometer dit te bereiken door óf een gedeelte van de basis-

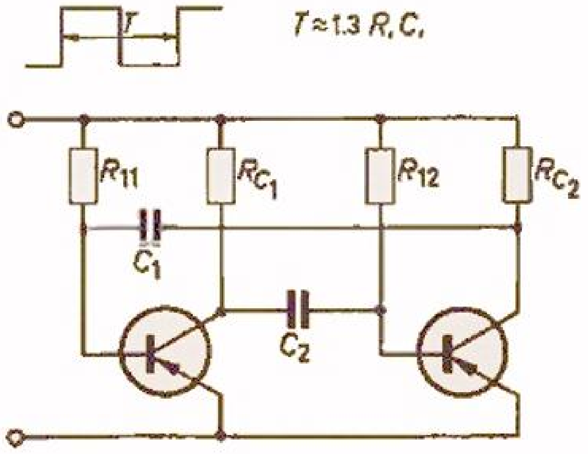


Fig. 3.4-3

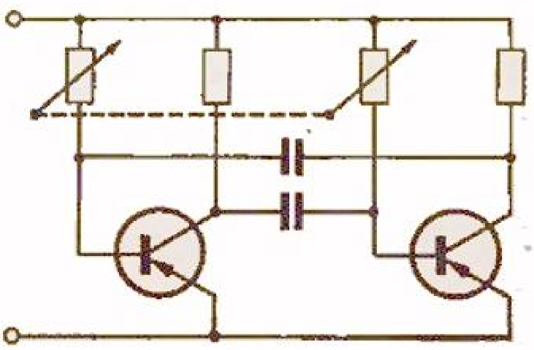


Fig. 3.4-4

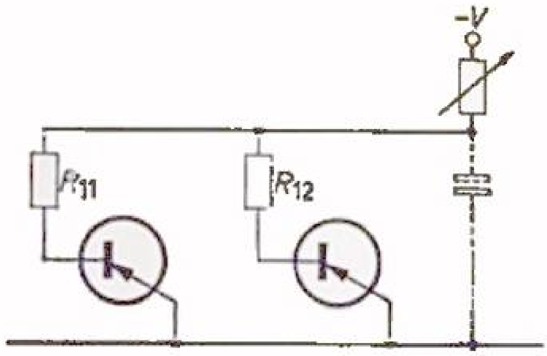


Fig. 3.4-5

weerstanden gemeenschappelijk in de potentiometer op te nemen en te regelen, óf door de voedingsstroom van de basis gemeenschappelijk te regelen (zie fig. 3.4-5 resp. zonder en met gestippeld weergegeven condensator). Ook is een elektronische regeling mogelijk met stuurspanning; hiervoor dient een extra transistor als regelbare potentiometer (zie fig. 3.4-6). Wil men de asymmetrie van de impulsvorm regelbaar maken, dan moeten beide basisweerstanden tegengesteld geregeld worden. Om de herhalingsfrequentie constant te houden moet de som van de beide basisweerstanden gelijk blijven (als $C_1 = C_2$). Een oplossing hiervoor is getekend in fig. 3.4-7.

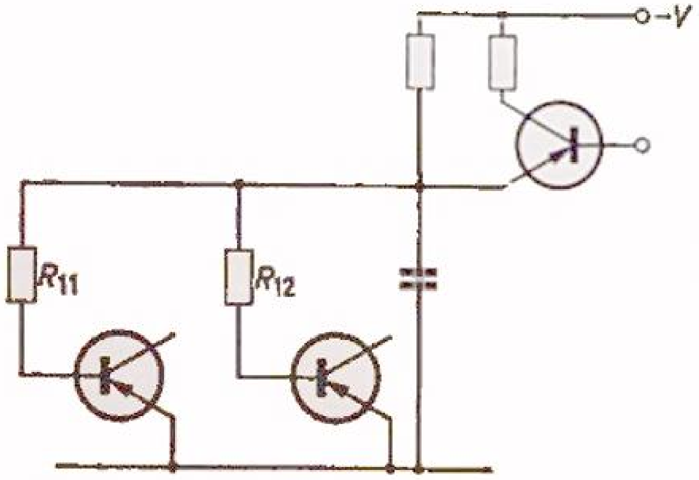


Fig. 3.4-6

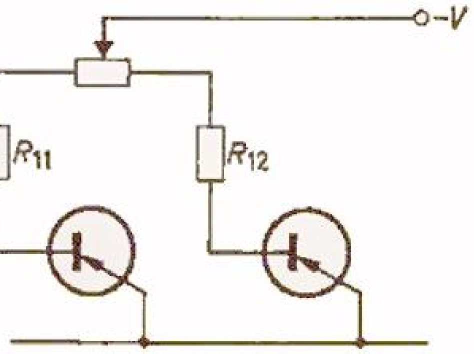


Fig. 3.4-7

De synchronisatie van een multivibrator met een andere (hogere) frequentie komt ter sprake in het gedeelte over besturing (triggering) van vibrators.

3.5 Besturing of triggering van vibrators

Onder besturing van vibrators verstaan wij zowel het op gang brengen van het omslagverschijnsel bij mono-, bi- en multistabiele (b.v. ringtellers)

vibrators als de vervroeging van het omslagverschijnsel bij de synchronisatie van a-stabiele vibrators.

Het triggersignaal moet korter in tijd duren dan de kortste tijdsduur (minimale impulsbreedte) van het uitgangssignaal van het te triggeren circuit.

In het algemeen zijn in de schakeltechniek (digitale techniek) blokvormige impulsen ter beschikking. Om hieruit smalle (naaldvormige) impulsen te maken, is differentiatie van deze impulsen de aangewezen methode. De aangewezen schakeling hiervoor is getekend in de fig. 3.5–1 t/m 3.5–3.

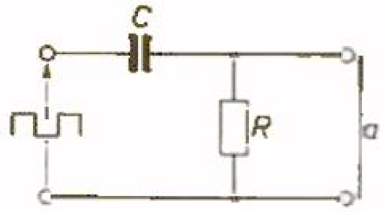


Fig. 3.5–1

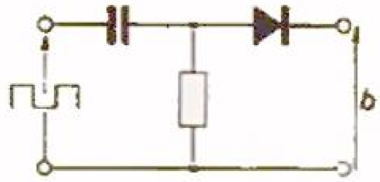


Fig. 3.5–2

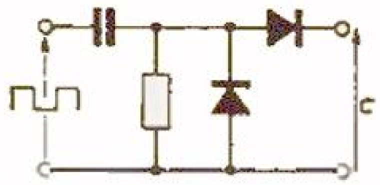


Fig. 3.5–3

De bijbehorende ingangs- en uitgangsspanning zijn aangeduid in fig. 3.5–4. De gemiddelde breedte van de aan de uitgang verkregen impuls wordt met goede benadering bepaald door de tijdconstante van de schakeling $T \approx t = RC$ en de grootte van de ingangsamplitude. Wanneer bovendien b.v. alleen de positieve uitgangsimpulsen van belang zijn, kunnen wij deze polariseren d.m.v. een diode, zoals in fig. 3.5–2 is voorgesteld. De uitgaande impulsen zijn gegeven in fig. 3.5–4. Hierin is echter toch nog een klein negatief restsignaal aanwezig ten gevolge van de lekweerstand en de diodecapaciteit, welke bij een ideale diode niet voorkomen. Om dit effect te onderdrukken, zoals in het onderste gedeelte van fig. 3.5–4 is voorgesteld, moet men schakeling 3.5–3 toepassen. Hierin sluit de tweede diode het ongewenste signaal nog kort.

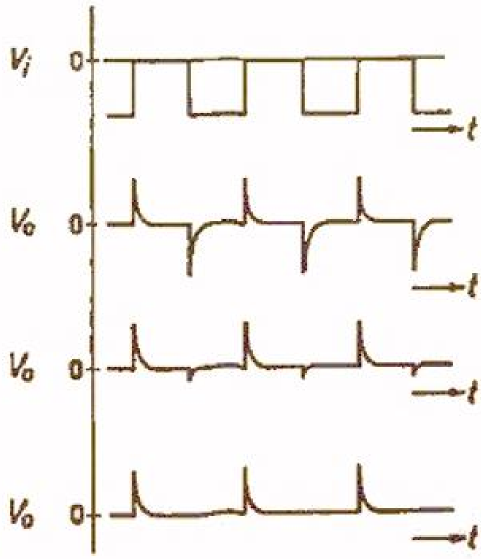


Fig. 3.5–4

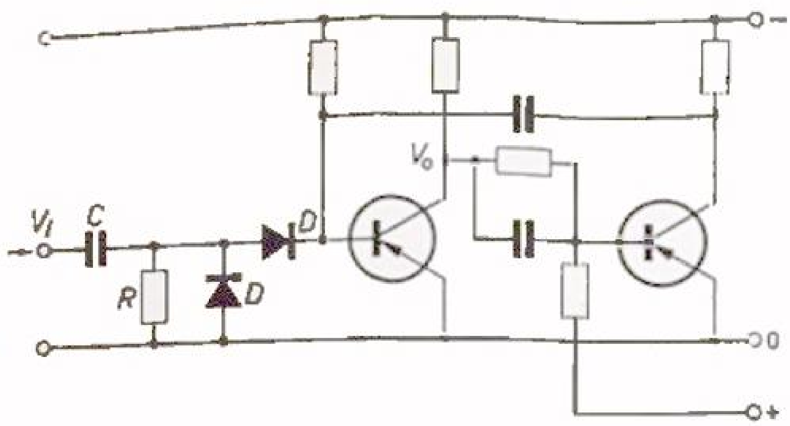


Fig. 3.5-5

In fig. 3.2-3 komt een monostabiele vibrator voor zonder besturingsschakeling. In fig. 3.5-5 ziet men dezelfde vibrator met de besturingsschakeling uit fig. 3.5-3. Het stuursignaal V_i op de ingang is aangeduid in fig. 3.5-6 met het daarvan afgeleide triggersignaal V_{tr}. Het bijbehorende uitgangssignaal van de monostabiele vibrator met constante pulsbreedte t (onafhankelijk van het stuursignaal) is eveneens in de figuur aangeduid; duidelijk blijkt dat de uitgangsimpuls begint bij de achterflank van de negatieve stuurimpulsen, daar deze achterflank een positieve richting heeft.

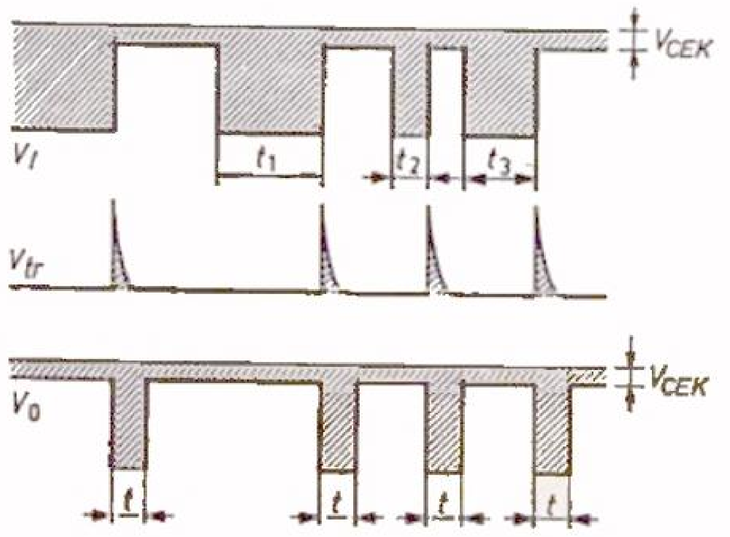


Fig. 3.5-6

Zouden, in plaats van de negatieve impulsen positieve stuurimpulsen worden genomen, dan zou de voorflank van deze impuls de uitgangsimpuls triggeren.

Hetzelfde triggersysteem is aangebracht in fig. 3.5-7, waarin men een bistabiele vibrator met de signaalstanden ziet. Hier is iedere basis van een triggeringang voorzien. Met een positief signaal is alleen de basis te triggeren die signaal 1 (negatief) heeft. Na de triggering aan ingang I schakelt de trap

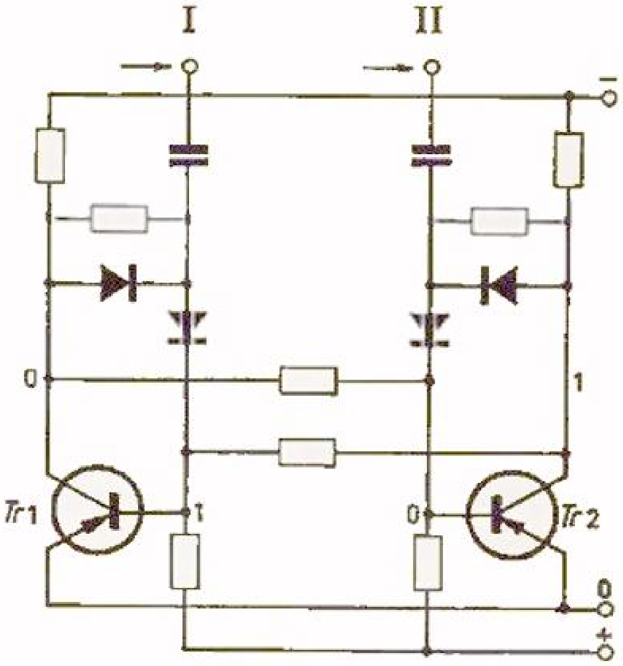


Fig. 3.5–7

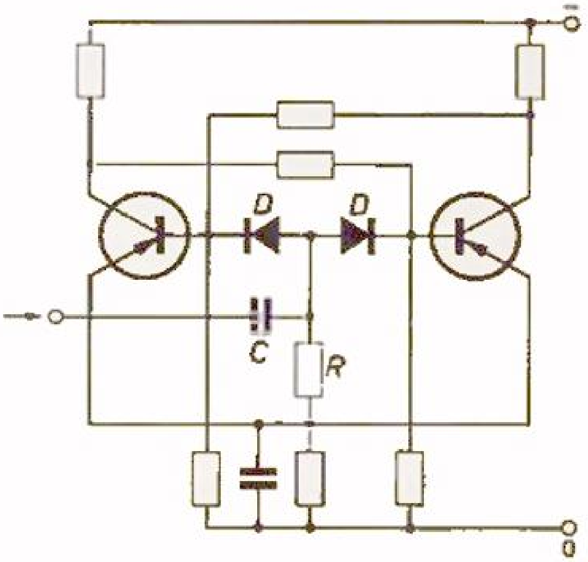


Fig. 3.5–8

om, Tr_1 wordt gesperd, Tr_2 wordt geleidend. Nu kan alleen Tr_2 nog getriggerd worden, daar de basis van Tr_2 signaal 1 heeft. Gebeurt dit, dan schakelt de trap terug tot de in fig. 3.5–7 getekende stand. Wanneer de twee ingangen I en II parallel geschakeld worden, dan zal de eerste positieve impuls de trap omschakelen („set") en de tweede positieve impuls de trap terugschakelen („reset"). Alle even impulsen schakelen terug. Indien het niet noodzakelijk is beide ingangen apart te besturen, vereenvoudigt de schakeling zich tot die in fig. 3.5–8, waar het differentiërend element gecombineerd is tot C—R.

Het is ook mogelijk te besturen aan de collectorzijde, zoals in fig. 3.5–9 en 3.5–10. Hier moet met een positieve impuls een ogenblik de collector

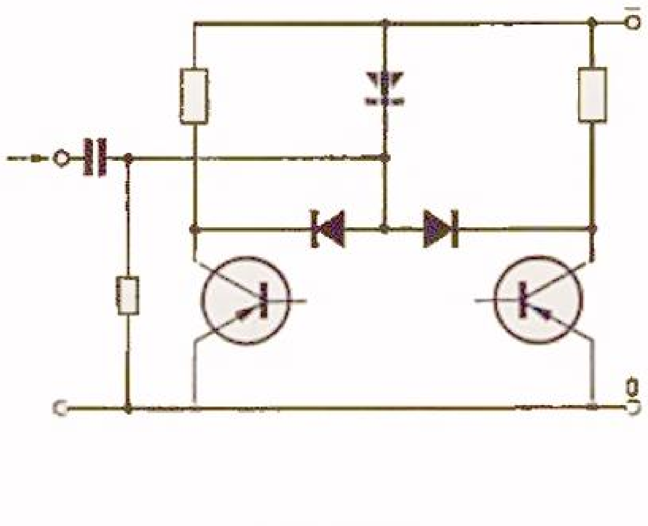


Fig. 3.5–9

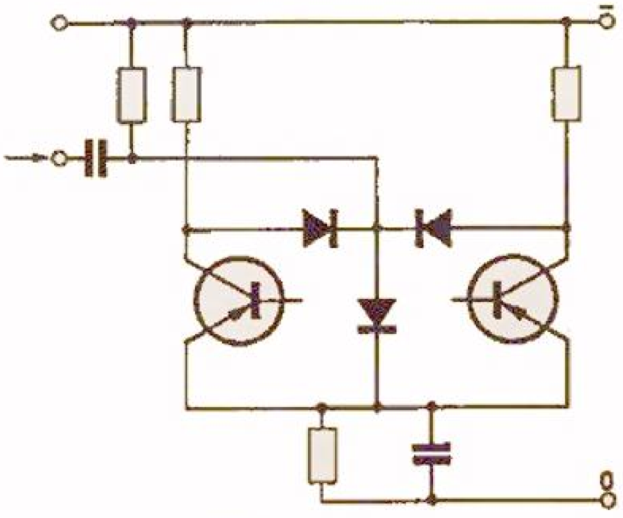


Fig. 3.5–10

die signaal 1 had op ongeveer nul-niveau gebracht worden. Hiertoe is een veel groter stuurvermogen vereist, daar, vergeleken met de basisbesturing, een stroomversterkingsfactor a_{FE} is weggevallen. Indien in de schakeling een emissorweerstand aanwezig is, moet, om de stuurenergie niet te groot te laten worden, gestuurd worden met een triggerlijn naar de emissor (fig. 3.5–8 en 3.5–10).

De schakeling weergegeven in fig. 3.5–10 heeft een negatieve trigger-impuls nodig op de collector die signaal 0 heeft (alleen toegestaan indien een emissorweerstand aanwezig is). Een wijze van triggeren is ook het signaal 1 in de collector van de niet-geleidende transistor een ogenblik kort te sluiten tegen 0 of een positieve spanning. Dit kortsluiten kan gebeuren via een derde en een vierde transistor als kortsluitschakelaar voor iedere collector (sturen op twee ingangen). Hiertoe zijn weer negatieve impulsen nodig op de basis van deze kortsluittransistors. De schakeling is te zien in fig. 3.5–11. Hierop kan echter om praktische redenen niet verder worden ingegaan.

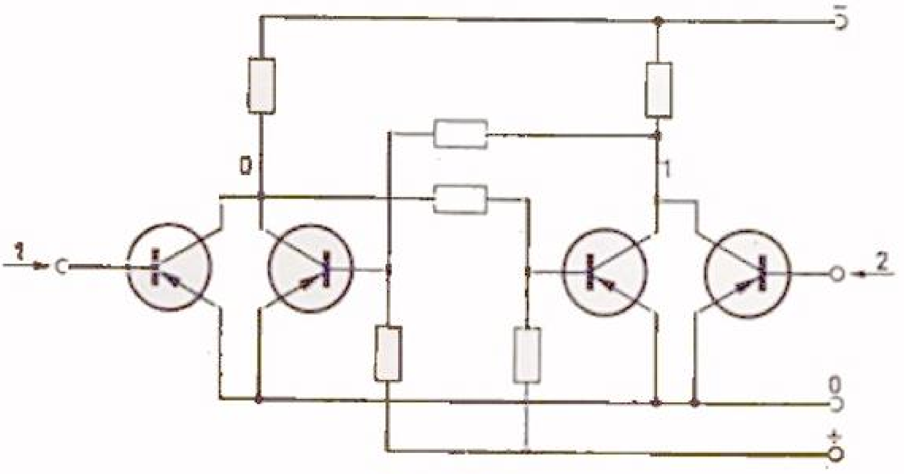


Fig. 3.5–11

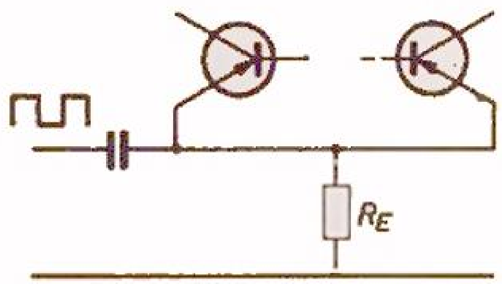


Fig. 3.5–12

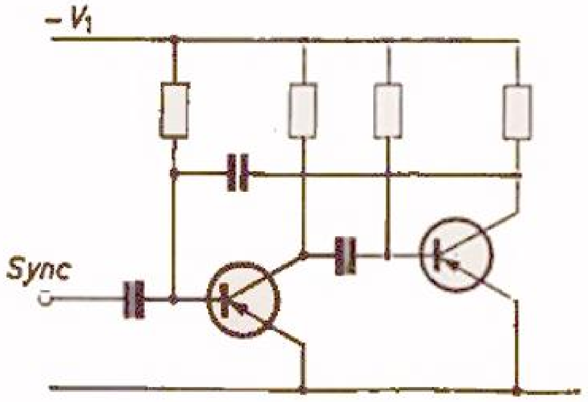


Fig. 3.5–13

In fig. 3.5–12 is nog een triggerschakeling in het emissorcircuit weergegeven. Zulke triggerschakelingen kosten veel energie, en de omslagsnelheden zijn lager, zodat de praktische betekenis niet groot is.

Fig. 3.5–13 geeft een a-stabiele vibrator (multivibrator) die gesynchroniseerd moet worden. De herhalingsfrequentie van de multivibrator moet lager liggen dan de synchronisatiefrequentie. De triggering (synchronisatie) berust dan op een „voorontsteking". Deze is in de basis ingebracht via een condensator, eventueel via een der circuits uit fig. 3.5–1.

3.6 Voorkeurstanden van flip-flopschakelingen

Wanneer een flip-flop symmetrisch is opgebouwd en de voedingsspanningen worden ingeschakeld, kan willekeurig de ene of de andere transistor in geleidende toestand verkeren. Bij grotere aantallen flip-flops, in een telapparaat b.v., zullen deze willekeurig ingenomen signaalstanden geen moeilijkheden veroorzaken, daar men de teller vóór het tellen op nul stelt. Bij een apparaat voor het besturen van een machine is het in het algemeen niet mogelijk de stand van flip-flops (na het inschakelen van de voedingsspanning) af te lezen. Het is echter bijzonder belangrijk dat de stand van de flip-flops de juiste is, daar deze stand de machine het begincommando geeft. Om niet te beginnen met een verkeerde bewerking, moet de beginstand van de flip-flops dus eenduidig bepaald zijn. Er zijn schakelingen waarmee het mogelijk is de beginstand van de flip-flops eenduidig vast te leggen bij het inschakelen van de voedingsspanning.

In fig. 3.1–2 is een bistabiele vibrator getekend, waarin Tr_1 geleidend is met een signaal 0 en Tr_2 dus een signaal 1 in de collector geeft. Met asymmetrische opbouw, zodat $R_{12} \neq R_{11}$ (b.v. $R_{12} > R_{11}$), kan men er zeker van zijn dat Tr_1 bij het inschakelen van de voedingsspanning altijd geleidend wordt. Door $R_{12} < R_{11}$ te maken is Tr_2 daarentegen geleidend en Tr_1 niet, vooropgesteld dat de transistors Tr_1 en Tr_2 gelijkwaardig zijn.

In fig. 3.6–1 is nog een methode aangegeven om dit te bereiken. Hierin is in serie met R_{11} een diode geschakeld; bij voorkeur een silicium diode. Tr_1 heeft nu bij inschakelen van de voedingsspanning in het basiscircuit een extra spanningsval van $\approx$ 0,7 V, waardoor Tr_2 sneller geleidend zal zijn en dus Tr_1 spert. Ook hier moeten dus weer gelijke transistors met samenvallende karakteristieken worden gebruikt, wat algemeen als een minder strenge richtlijn voor vibrators geldt.

Nog een andere methode is getekend in fig. 3.6–2. Hier krijgt de basis van Tr_1 bij inschakelen van de voedingsspanning V_1 een stoot via condensator

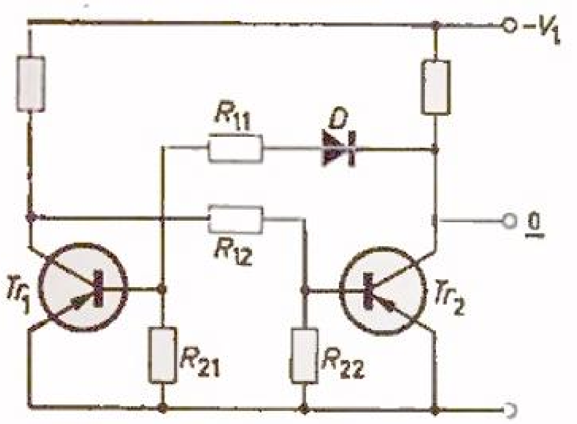


Fig. 3.6-1

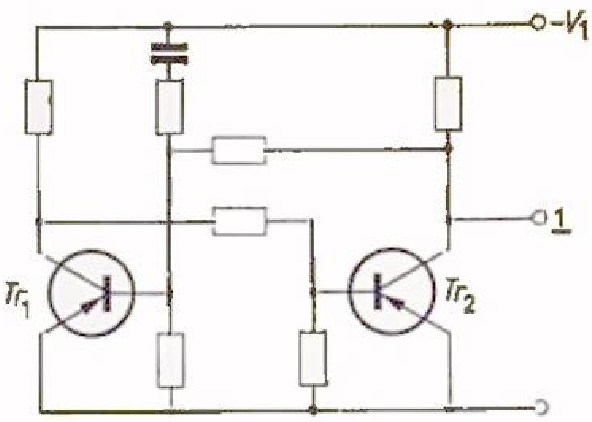


Fig. 3.6-2

C, waardoor Tr_1 sneller geleidend zal zijn, en daarmee Tr_2 zal zijn gesperd. Dit is dus een voorkeurstriggering bij inschakelen van de voedingsspanning. Wanneer meerdere (*n*) trappen aldus bij inschakelen een voorkeursbeginstand moeten hebben, kan gebruik worden gemaakt van de schakeling in fig. 3.6–3 met één grote gemeenschappelijke condensator *C*. De weerstanden R_n dienen voor het begrenzen van de stroomstoot bij kleine verschillen in de transistors, de dioden *D* voor het ontkoppelen van de diverse bases tijdens het normale bedrijf.

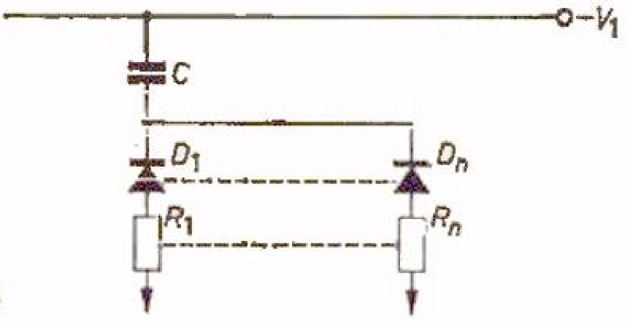


Fig. 3.6–3

3.7 Samenvatting van, en symbolen voor blokschema's

De belangrijkste soorten vibrators zijn: de monostabiele, de bistabiele en de a-stabiele vibrator (of multivibrator), waarnaast als vierde de Schmitt-trigger.

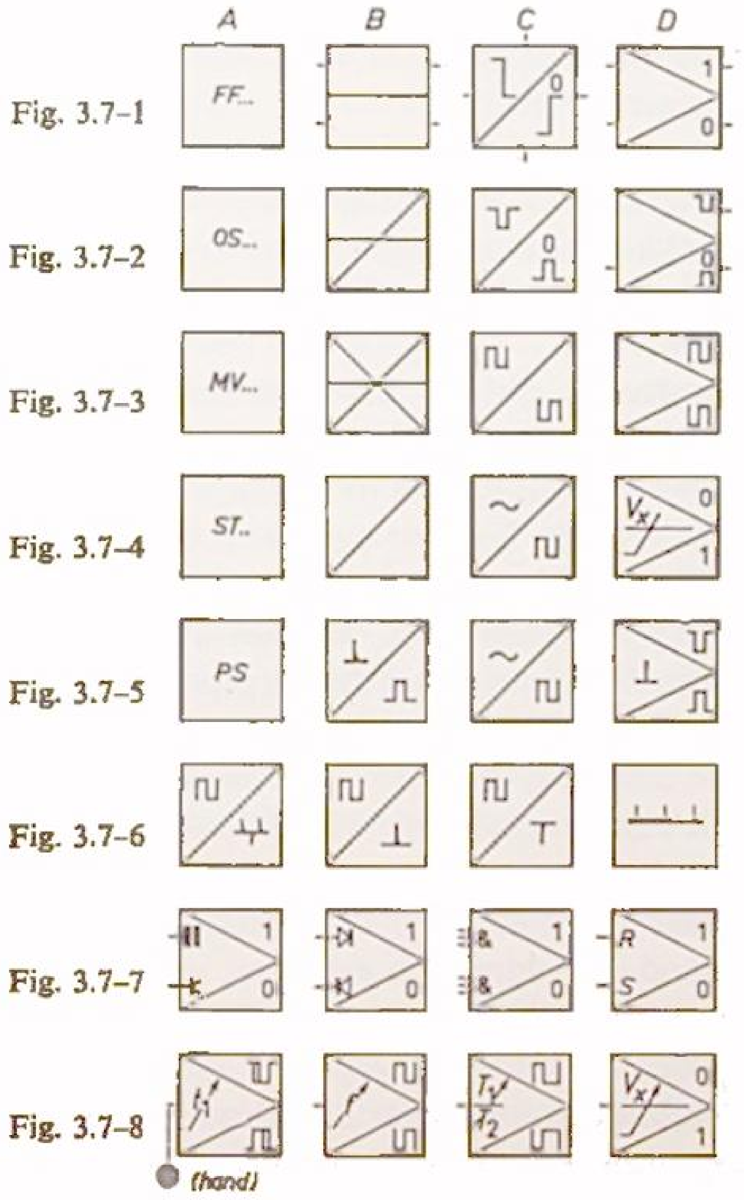
De Schmitt-trigger zelf is weer om te zetten in een mono-, bi- of a-stabiele vibrator. Naast de symmetrische opbouw bestaat een asymmetrische; deze laatste kan noodzakelijk zijn wegens de uitwendige belasting, of voor het verkrijgen van voorkeurstanden. Indien één der transistors meer vermogen moet leveren, zullen de diverse transistors verschillend moeten zijn.

De bistabiele vibrator heeft een geheugen-karakter, de monostabiele een

éénmalig effect, terwijl de multivibrator een oscillatorisch karakter heeft.

De Schmitt-trigger is bovendien nog als impulsvormer en als analoog-digitaal omvormer te gebruiken.

De toepassing als gelijkspannings-wisselspanningsomvormer en als blocking oscillator is niet behandeld, omdat deze schakelingen vrijwel alleen in de analoge techniek worden toegepast. In fig. 3.7–1 t/m 8 zijn verschillende symbolen aangegeven voor het opzetten van schakelsystemen. In de eerste vier figuren, 3.7–1 t/m 4, zijn de vibrators aangeduid. Onder *A* staan de symbolen met ingeschreven afkorting van de Engelse benaming. Onder kolom *B* staan de door de normalisatie voorgestelde symbolen, kolom *C* geeft de met bestaande genormaliseerde tekens samengestelde blokschema-symbolen. Onder *D* komen de door ons in dit boek gebruikte blokschema-symbolen voor (weer opgebouwd uit bestaande genormaliseerde tekens).



Er bestaan nog geen genormaliseerde symbolen, en zoals de stand van zaken nu is, ziet het er niet naar uit dat dit in de naaste toekomst bereikt zal worden.

Bij het bouwen van rekenmachines gebruikt men een zo groot aantal identieke schakelingen, dat deze niet alle in details kunnen (en ook niet behoeven) te worden aangeduid met symbolen. Daarom is het voldoende om bij het opzetten van een rekenmachine met de eenvoudigste symbolen (zonder afleesbare schakelstanden) het ontwerp op papier vast te leggen.

Bij machinebesturing worden veel minder bouwstenen gebruikt; omdat de functies echter veel kunnen verschillen is het voor het overzicht belangrijk dat de schakelniveaus en de schakelstanden afleesbaar zijn. Dit zal duidelijk blijken in het gedeelte van dit boek dat over praktische toepassingen handelt.

In fig. 3.7–4 is in kolom *D* de Schmitt-trigger vermeld als analoog-digitaal omzetter met twee inverse uitgangen. Wanneer het analoge ingangssignaal V_i kleiner is dan V_x, gelden de getekende digitale (inverse) uitgangssignalen.

In fig. 3.7–5 zijn impulsvormers getekend. In kolom *D* is een monostabiele vibrator als impulsvormer vermeld.

In fig. 3.7–6 ziet men symbolen voor triggersystemen. In kolom *A* is de bekende differentiator uit fig. 3.5–1 aangeduid, in de kolommen *B* en *C* een differentiator met gepolariseerde uitgangssignalen (vergelijk kolom *B* met fig. 3.5–2 en 3.5–3). In kolom *D* is het symbool voor toepassing in een merktekengenerator getekend.

Wanneer de triggersystemen uit fig. 3.7–6 zijn samengebouwd met een *vibrator*schakeling, zijn deze triggersymbolen over het algemeen niet getekend. Indien het voor het begrijpen van de schakeling echter noodzakelijk is deze symbolen wèl te tekenen, is dit ook gedaan.

Daarom ziet men in fig. 3.7–7 in kolom *A* de bistabiele vibrator met bovenin een capacitieve ingang (triggersysteem), en onderin een directe ingang op de basis. In kolom *B* zijn de ingangen met diodes gepolariseerd; in kolom *C* boven een „of" ingangsklem en onder een „en" ingangsklem, en in kolom *D* een stel ingangen voor „reset" (*R*) en „set" (*S*). In de praktijk zal blijken, dat deze gespecificeerde ingangsschakelingen betrekkelijk weinig voorkomen, zodat de vibratorschakeling kan worden aangegeven zoals in fig. 3.7–1-*D*.

In fig. 3.7–8 ziet men de symbolen voor regelingsmogelijkheden. Deze regeling kan met de hand of elektronisch gebeuren, wat in het symbool tot uiting is gebracht met een wel of niet ingetekend knopje. In het blokschema kunnen boven de blokjes de technische gegevens zijn aangeduid (b.v. frequentie), en eronder bijzonderheden over de gebruikte belangrijke onderdelen (b.v. type van gebruikte diode of transistor).

HOOFDSTUK 4

LOGISCHE SCHAKELINGEN

Het woord Logos is afkomstig uit de Oud-Griekse metaphysica, en werd gebruikt door Heraklites. Heraklites constateerde dat alles aan verandering onderhevig is en dat, om deze veranderingen te kunnen waarnemen en verklaren, men als basis de waarheid (werkelijkheid) moet kennen. Uitgaande van deze waarheid kan men de veranderingen verklaren langs één juiste weg die Heraklites Logos noemde.

Logos betekent: woord; volzin, rede en redeneerkunst. Waarheid was en is een kenleer, die de weg aangaf de werkelijkheid te leren kennen. Deze begrippen bewogen zich in die tijd geheel op godsdienstig gebied (natuurfilosofie). Ze zijn dus afkomstig uit de filosofie, de moeder van alle wetenschappen. De techniek is een toegepaste wetenschap, zodat ook in de techniek het begrip „waarheid" en het zoeken ernaar fundamenten zijn geworden. In de wiskunde als wetenschap verstaat men onder „logica" de strenge en juiste redeneertrant waarmee een stelling, die volgt, uit de voorgaande bewezen wordt, zonder dat daartoe experimenten worden genomen.

In de 19de eeuw heeft Georg Boole een eenvoudige logische algebra uitgewerkt, die echter in die tijd van weinig praktisch nut was (400). Sedert de opkomst van de rekenmachines werd van deze algebra voor het eerst een dankbaar gebruik gemaakt. Als basis van deze algebra geldt, dat op een vraag slechts twee antwoorden mogelijk zijn: „waar" of „niet waar". Of in spreektaal: „ja" of „neen". Ofwel in de schakeltechniek: „geschakeld" of „niet geschakeld". Dit kan resulteren in „signaal" (1) of „geen signaal" (0). De techniek, waarin het principe „er staan maar twee wegen open", wordt toegepast, noemt men digitale techniek („di-gitos" betekent „twee wegen").

De eenvoudigste bouwsteen in de digitale techniek is de (mechanische of elektrische) schakelaar, met slechts twee standen: geschakeld of niet geschakeld.

Alle hiervoor beschreven schakelingen vallen dus onder de digitale techniek.

Een complete digitale schakeling zal dus uit enige van deze bouwstenen opgebouwd zijn. De schakeltoestand van ieder van deze bouwstenen zal over het algemeen onafhankelijk zijn van de overige, maar direct afhankelijk van zijn stuursignaal.

Onder een logische schakeling verstaat men in het algemeen een schakeling die verscheidene ingangen en slechts één uitgang kent.

De ingangen vormen samen een patroon van vooraf ingestelde elektrische voorwaarden (een bepaalde combinatie van „wel signaal" en „geen signaal" verdeeld over de ingangen) waarmee de schakeling zelf op elk moment kan bepalen of aan die voorwaarde wel of niet voldaan wordt, hetgeen resulteert in een 1- of een 0-signaal op de enkele uitgang.

Voor de opbouw van een logische schakeling staan actieve en passieve elementen ter beschikking. De actieve elementen worden gevormd door de schakelaars (mechanische of elektronische), en de passieve elementen zijn de koppelelementen die de diverse ingangen tot één knooppunt samenvatten. Het eenvoudigste koppelelement is een directe doorverbinding of een doorverbinding met behulp van weerstanden. Een gepolariseerde verbinding is mogelijk met behulp van diodes, welke tegelijkertijd als koppel- en ontkoppelelementen kunnen fungeren.

De actieve elementen vallen in twee groepen uiteen: zij die het signaal „1" als „1" doorgeven en „0" als „0" (emissorvolgers), én zij die het signaal „1" en „0", en „0" als „1" doorgeven. Deze laatste keren het signaal om en heten omkeerschakelaars (I.A.). Wanneer twee omkeertrappen achter elkaar geschakeld worden, krijgen wij het oorspronkelijke signaal weer terug (zie fig. 1.3–4 waar twee omkeertrappen achter elkaar bij „0" ingang ook „0" uitgang geven en bij „1" ingang ook „1" uitgang).

De vibratorschakelingen bestaan uit twee schakelaars van het omkeertype achter elkaar; de uitgang van de tweede schakelaar is in deze schakelingen gekoppeld met de ingang van de eerste. De vibrator is dus eigenlijk een tweeling-bouwsteen, eventueel met twee uitgangen: van iedere samenstellende bouwsteen één. Deze twee uitgangen voeren altijd inverse signalen. Het is mogelijk een logisch probleem om te zetten in een logische schakeling.

Om dit te illustreren zullen wij een logisch vraag-antwoordspel voorleggen, dat door een logische gedachtengang, en dus door een logische schakeling, oplosbaar is.

Er was eens een ontdekkingsreiziger in Afrika. Hij zocht een bediende die betrouwbaar was. In de buurt waren twee kralen, met twee stammen, nl. de Olifant-stam en de Krokodil-stam. De ontdekker wist dat de stamleden van de Olifant-stam altijd de waarheid spreken, en dat die van de Krokodil-stam altijd liegen. Op een gegeven ogenblik biedt een stamlid zich bij de ontdekker als bediende aan, en de ontdekker wilde weten van welke stam de man afkomstig was; de betrouwbare of de onbetrouwbare. Gelukkig zag de reiziger nog een tweede man lopen, hoewel hij ook niet wist van welke stam

deze was. Nu stuurt hij de eerste sollicitant (zijn toekomstige bediende Tom) naar deze tweede onbekende man, om te vragen tot welke stam hij behoort. Tom komt terug met het antwoord: „hij is uit de Krokodil-stam". Uit dit antwoord kon de ontdekkingsreiziger met enig logisch denken vaststellen tot welke stam Tom behoorde, ofschoon de afkomst van de twee mannen hem onbekend was.

Was Tom nu een betrouwbaar Olifant-stamlid of een leugenachtige Krokodiller?

Indien de lezer het antwoord nog niet gevonden heeft, kan hij het aantreffen in het aanhangsel.

4.1 Omkeerversterker of omkeerschakelaar (inverter amplifier: I.A.)

Deze schakeling is bekend uit het eerste hoofdstuk. De benaming „versterker" is voor logische schakelingen minder gelukkig gekozen; beter zou zijn „omkeerschakelaar", daar in beide eindtoestanden de schakeling buiten haar versterkingsgebied is ingesteld. In fig. 4.1–1 is in tabelvorm samengevat hoe „wel signaal" en „geen signaal" gesymboliseerd worden met cijfers, en tevens ziet men daar dat een inversie wordt voorgesteld door een streepje boven het symbool.

TABEL 4.1–1

„Normaal"		
Wel signaal Geen signaal	ja neen	1 0
Er is geen „wel signaal" Er is geen „geen signaal"	neen ja	$\bar{1} = 0$ $\bar{0} = 1$
„geïnverteerd"		

Refererend aan de schakeling in fig. 4.1–2 (met de ingeschreven signaalstanden) kan men zich met tabel 4.1–1 vertrouwd maken.

In tabel 4.1–3 zijn de verschillende signaalmogelijkheden samengevat. Hierin is het ingangssignaal vergeleken met de spanning en de stroom aan de uitgang. Veronderstellen we dat de collectorweerstand wordt gevormd door b.v. een relais. Indien er geen stroom door de bekrachtigingsspoel van het relais (elektromagneet) vloeit, is het relais niet bekrachtigd en bevinden de contacten zich in uitgeschakelde toestand; met bekrachtigingsstroom zijn de contacten ingeschakeld.

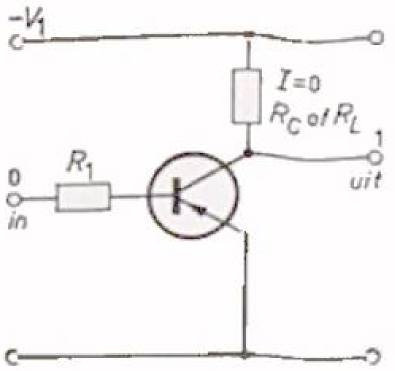


Fig. 4.1–2

In rij 1 is de in fig. 4.1–3 getekende toestand aangeduid zonder ingangssignaal. Het uitgangssignaal is 1, omdat de transistor niet geleidend is met een ingangssignaal 0. Het relais is niet bekrachtigd, en is dus uitgeschakeld.

Rij 2: door het ingangssignaal 1 wordt de transistor geleidend, het uitgangssignaal wordt 0 (omkeerschakelaar) en de stroom bekrachtigt het relais (dit kan ook een elektromagnetische koppeling of elektromagnetische rem zijn); het relais is dus ingeschakeld.

In rij 3 is nog eens rij 1 herhaald: maar in plaats van uitgangssignaal 1 hebben wij het geïnverteerde ingangssignaal gegeven, nl. $\overline{0}$.

Evenzo is in rij 4 het geïnverteerde ingangssignaal als uitgangsniveau aangeduid (afgeleid van rij 2).

De rijen 3 en 4 zijn dan een hulpmiddel om te bepalen welke twee inverse waarden bij elkaar behoren.

TABEL 4.1–3

	in	Uit	Belasting (R_L)	
		V_c (V)	I_L (I_c)	(relais)
1)	0	1	0	„uit"
2)	1	0	1	„in"
3)	0	$\overline{0}$	0	„uit"
4)	1	$\overline{1}$	1	„in"
	in- en uit-signaal inverse paren			zie verder fig. 4.6–1
		Spanning-stroom invers paar		
„Inverter amplifier"				

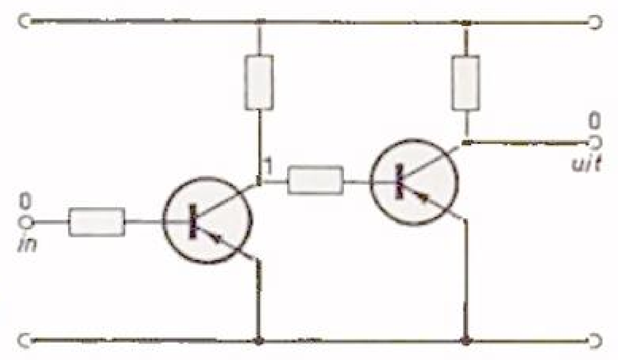


Fig. 4.1–4

Zo zien we dat in de eerste twee kolommen ingangen en uitgangen inverse paren zijn, evenals de spanning (uitgangssignaal) en de stroom (I_L), die invers paar vormen. Het begrip „invers paar" komt nog veel ter sprake, zodat de lezer aangeraden wordt hieraan de nodige aandacht te besteden. In fig. 4.1–4 zijn twee omkeerschakelaars achter elkaar getekend. Deze schakeling is bekend uit de tweetrapschakelaars. De eerste trap inverteert het 0-ingangssignaal tot 1, en de tweede trap dit 1-(ingangs-)signaal weer tot 0-uitgangssignaal. Tweemaal inverteren geeft dus weer het oorspronkelijke signaal terug. Daar éénmaal inverteren gesymboliseerd is door één streepje boven het te inverteren signaal, ligt het voor de hand voor tweemaal inverteren hier twee streepjes boven te zetten. Bij meermalen inverteren door achter elkaar geschakelde omkeerschakelaars, zal dus bij een oneven aantal het uitgangssignaal geïnverteerd zijn t.o.v. het ingangssignaal; bij een even aantal trappen zal het uitgangssignaal hetzelfde zijn als het ingangssignaal.

De berekening van omkeertrappen is aangegeven in het eerste hoofdstuk. Daar werd echter een omkeerschakelaar alleen gebruikt voor besturing van één volgende schakeling.

In de logische schakeltechniek zal echter een omkeerschakelaar dikwijls een aantal schakelingen tegelijk moeten besturen, die een belasting vormen òf tussen de collector en de $-V_1$ leiding òf tussen de collector en de nulleiding. Fig. 4.1–5 toont het eerste geval, waarbij de aan weerstand R_c parallel liggende belasting (b.v. logische „en" schakelingen) bestaat uit de weerstanden R_a t/m R_x. Wij kiezen de collectorweerstand $R_c = 2{,}2\,\mathrm{k}\Omega$, waarmee de stroom door deze weerstand wordt:

$$I_{CC} = \frac{V_1}{R_C} \approx 5{,}5\,\mathrm{mA}$$

In het eerste hoofdstuk is een transistorschakelaar met een transistor OC47 berekend voor een $I_c = 15$ mA (zie § 1.5). Voor een aantal parallele

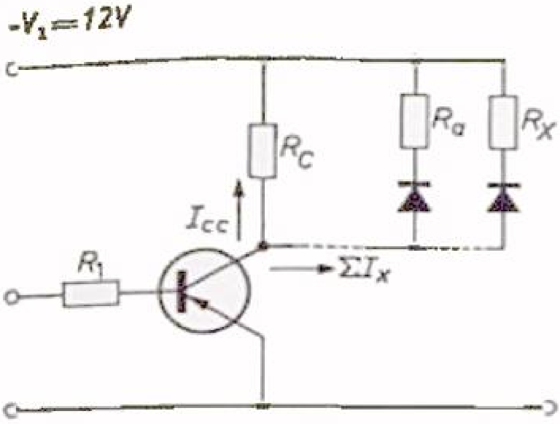


Fig. 4.1–5

takken $x = 6$ wordt de toelaatbare stroom per tak $I_x = \dfrac{I_C - I_{CC}}{x} = 1{,}5$ mA.

Hieruit volgt: $R_{x\,minimum} = \dfrac{V_1}{I_x} \approx 8{,}2\ \Omega$

Aan de voorwaarde $R_a = R_b = \ldots = R_x$ behoeft niet voldaan te zijn; alleen moet $\Sigma I_x \leqslant I_c - I_{cc}$, d.w.z. de maximale totale collectorstroom mag niet groter zijn dan die waarvoor de trap berekend is.

In fig. 4.1–6 ziet men de belasting geschakeld tussen collector en nul (aarde). Hier treedt aan de collector van de bestuurtransistor een spanningsverlaging op (in niet geleidende toestand van de bestuurtransistor) ten gevolge van de bestuurstromen in de andere transistoren.

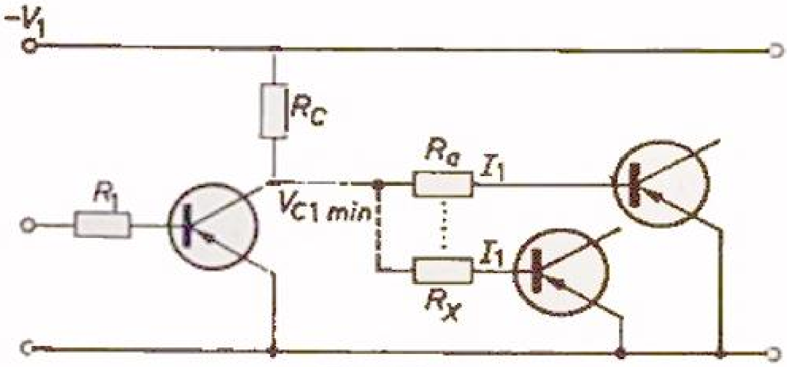


Fig. 4.1–6

Nu is: $V_{c1min} = V_1 - R_c \cdot x \cdot I_1$,
waarin x het maximale aantal belastende trappen is, en I_1 de maximale bestuurstroom per belastende trap (bouwsteen).

Bij een collectorweerstand $R_c = 2{,}2\ \text{k}\Omega$, kiezen wij $x = 6$. Uit § 1.5 volgt $I_1 = 0{,}37$ mA, waarmee V_{c1} bepaald is, en wel $V_{c1min} \approx 7$ V.

Hieruit volgt dan dat

$$R_a = R_b = \ldots = R_x = \frac{V_{C1\,min} - V_{BE}}{I_1} \approx 18\ \text{k}\Omega.$$

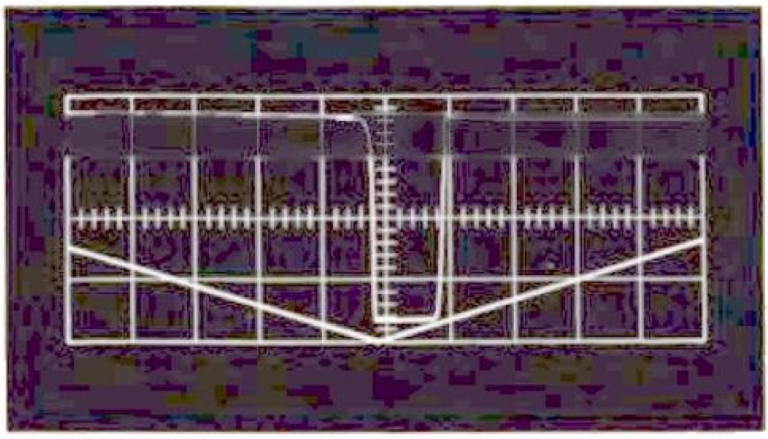


Foto 9 (p. 53)

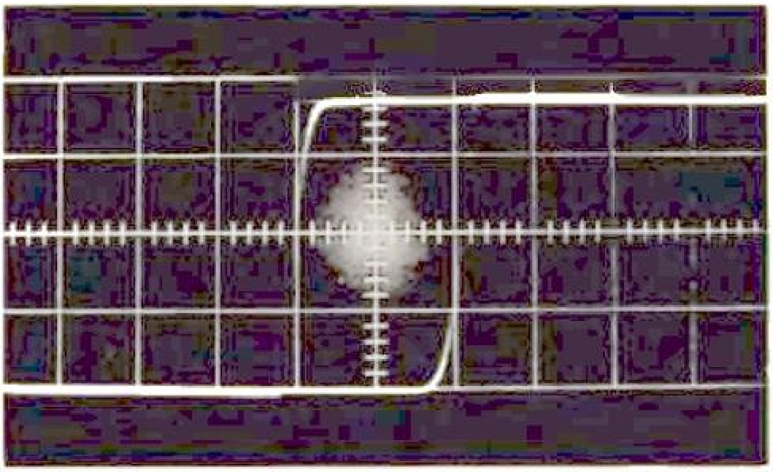


Foto 10 (p. 53)

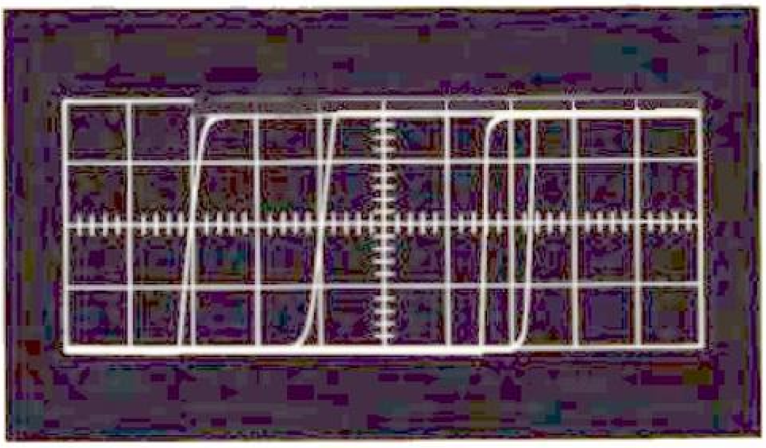


Foto 11 (p. 53)

Foto 12 (p. 53)

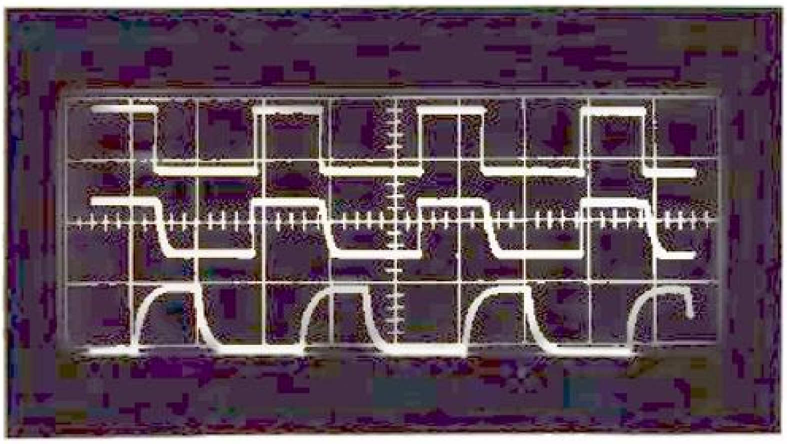


Foto 13 (p. 71)

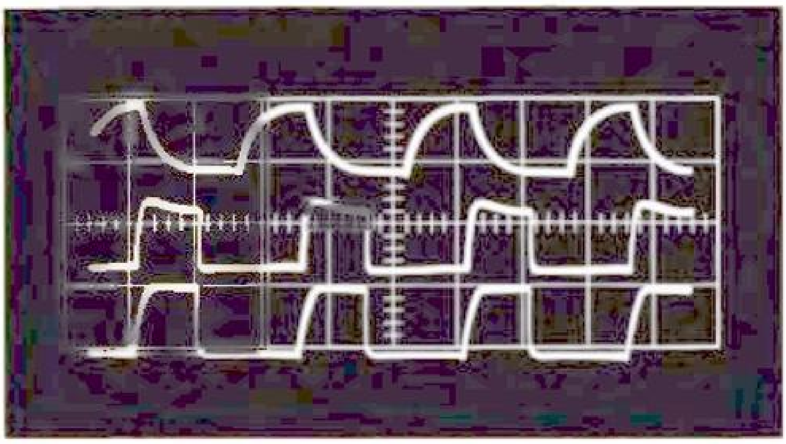


Foto 14 (p. 71)

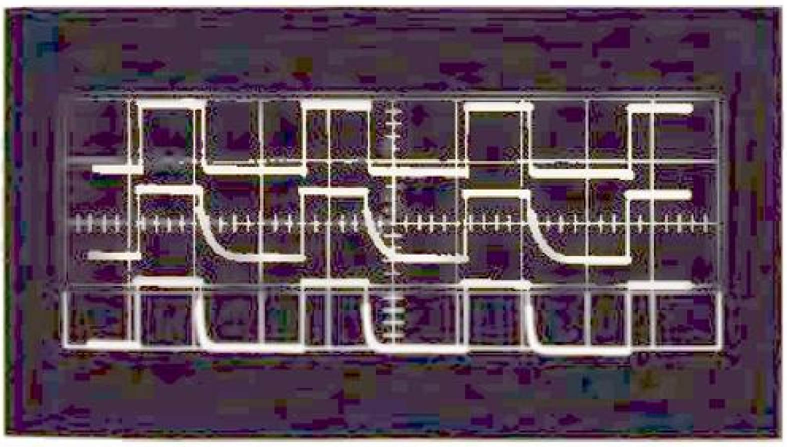


Foto 15 (p. 71)

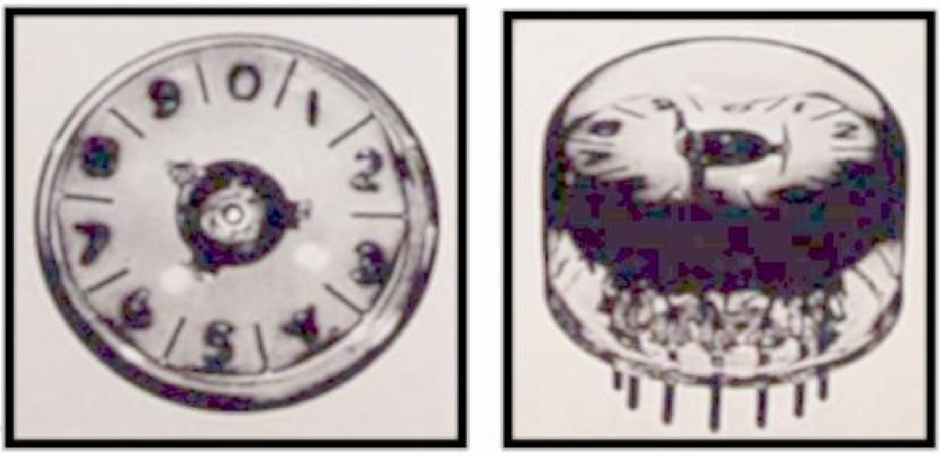


Foto 16 (p. 120)

Hiermede is dus tevens de wijze van berekenen van de nog in dit hoofdstuk te beschrijven „NOR"-schakelingen aangegeven (§ 4.7).

In foto 13 is het onbelaste uitgangssignaal van fig. 4.1–2 te zien.

Voor $R_c = 5{,}6$ kΩ, en met parallele condensator C over R_1, is het uitgangssignaal aangegeven door het bovenste deel van de foto. Deze C verkort de schakeltijd (hoofdstuk 2); laten wij deze weg, dan wordt het uitgangssignaal zoals het middelste beeld aangeeft. Wordt de OC47 nu vervangen door een OC71 (een l.f.-versterktransistor), dan worden de schakeltijden langer en de pulsvorm dus slechter. De schakelfrequentie was 10 kHz. In foto 14 ziet men weer bovenaan de impulsvorm van de OC71 zonder C over R_1. De middelste afbeelding toont de verbetering die wordt bereikt met $C = 1000$ pF, en de onderste die met $C = 33$ nF. De stijgtijden verbeteren; de afvaltijden worden echter langer (hoofdstuk 2).

Foto 15 geeft bovenaan het onbelaste oorspronkelijke signaal met C voor de OC47 en $R_c = 5{,}6$ kΩ. In het midden is dit uitgangssignaal gegeven als de uitgang belast wordt met de ingang van een monostabiele vibrator, zoals in fig. 3.5–2 is getekend. De impulsvervorming duidt er al op dat er sprake is van een capacitieve belasting, welke het grootste deel van de belasting van de triggeringang vormt. Dit is met een grotere collectorstroom en dezelfde voedingsspanning op te vangen, zoals in het onderste deel van foto 15 is te zien bij een $R_c = 2{,}2$ kΩ. Hier is de impulsvorm aanmerkelijk verbeterd.

In fig. 4.1–7 zijn symbolen voor het tekenen van omkeerversterkers in blokschema's aangeduid. In *a*) is het normale internationale versterkersymbool getekend (enkeltraps), en in *b*) en *c*) een tweetrapsversterkersymbool. Onder *d*) de inverter amplifier I.A. (eventueel met typenummer, b.v. IA_2). Onder *e*) een versterker met niveau-indicatie voor een 0-ingang

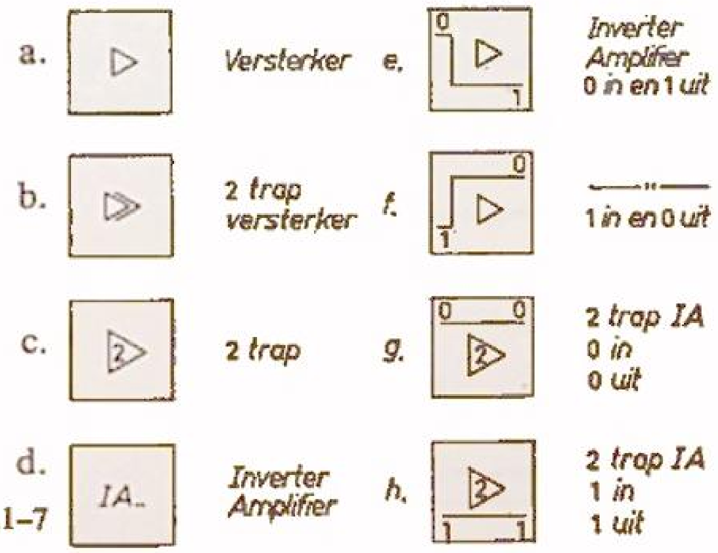


Fig. 4.1–7

en een 1-uitgang als uitgangsvermogenstrap. Bij *f*) idem met een 1-ingang en een 0-uitgang. Onder *g*) ziet men een tweetraps omkeerschakelaar met een 0-ingang en een 0-uitgang, en onder *h*) idem met een 1-ingang en een 1-uitgang.

4.2 Emissorvolger (E.F.) – (collectorbasisschakelaar)

Naast de omkeerschakelaar staat de emissorvolgerschakelaar, maar met deze laatste wordt het ingangssignaal niet omgekeerd; 0-ingang geeft 0-uitgang en 1-ingang ook 1-uitgang (zie fig. 4.2–1).

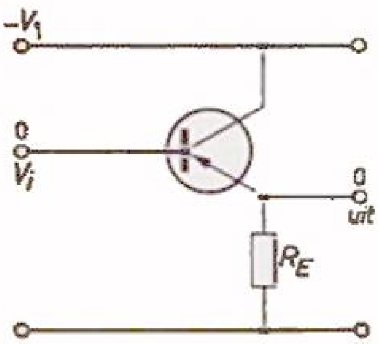


Fig. 4.2–1

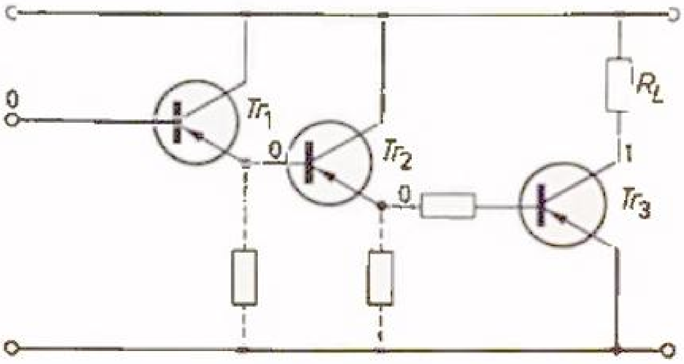


Fig. 4.2–2

In 4.2–2 zijn twee emissorvolgers achter elkaar geschakeld (gevolgd door een omkeertrap). Zoals reeds vermeld kunnen in sommige gevallen de emissorweerstanden worden weggelaten, en de eerste twee transistors vormen dan een z.g. tandemschakeling. In de Engelse litteratuur staat deze bekend als Darlington-schakeling. De eerste twee transistors fungeren als stroomversterkers voor de basisstroom van de derde transistor.

Zoals bekend, heeft de emissorvolger een hoogohmige ingangsweerstand ($R_{in} \approx \alpha_{FE} \cdot R_E$), en deze wordt daar gebruikt waar de voorgaande trappen slechts weinig belast mogen worden. In fig. 4.2–3 is nog een emissorvolger als schakelaar getekend voor twee voedingsspanningen (zie § 1.7).

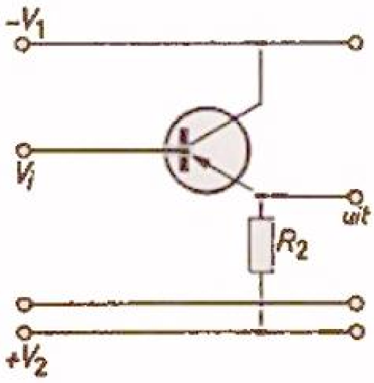


Fig. 4.2–3

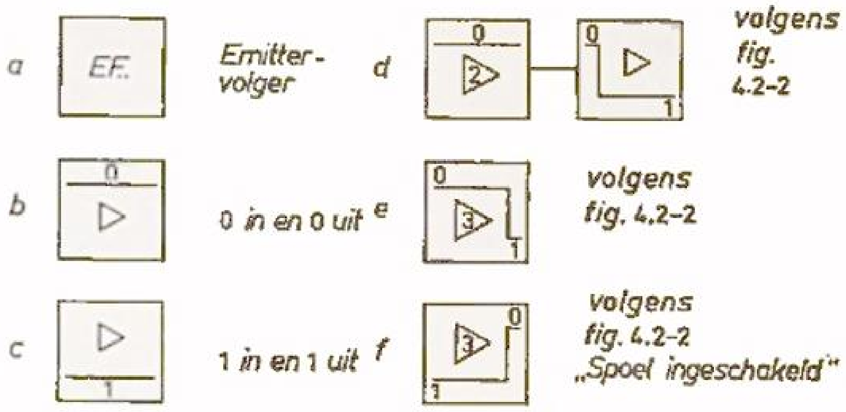


Fig. 4.2-4

Figuur 4.2–4 vat weer enige symbolen samen. In *a*) is de emissorvolger aangeduid met de Engelse afkorting (emitter follower). In *b*) en *c*) de versterker met niveauaanduiding. In tegenstelling tot de omkeerschakelaar, kunnen hier het ingangs- en het uitgangsniveau met slechts één cijfer worden aangeduid (vergelijk het symbool van de tweetrapsomkeerschakelaar die een emissorvolgerachtig karakter heeft).

Onder *d*) is de schakeling van fig. 4.2–2 in symbolen weergegeven: twee trappen uitgevoerd als emissorvolger en één omkeerschakelaar. Dit symbool is weer samen te vatten in *e*): een drietraps vermogensschakelaar, met omkeerschakelaareigenschappen (b.v. een bouwsteen). Onder *f*) dezelfde schakeling, maar nu voor de geschakelde toestand.

4.3 „Niet" functie

In fig. 4.3–1 ziet men een schakeling met een mechanische schakelaar die open is en een uitgang Q_1 heeft. In de getekende stand heeft Q_1 een signaal 0. Bij het sluiten van de schakelaar krijgt Q_1 een signaal 1. In de schakeling hierachter kan nu behoefte zijn aan een tweede uitgang (Q_2) die *niet* het signaal Q_1 voert. Wanneer nu het circuit wordt uitgebreid met een schakeling die aan deze vraag voldoet, is daarmee de schakeling voor deze „niet" functie gevonden.

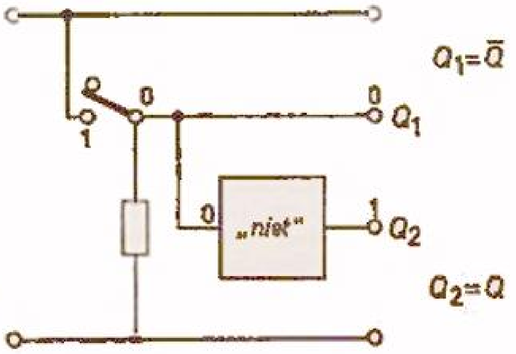


Fig. 4.3–1

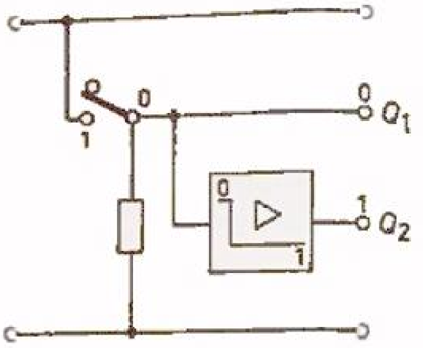


Fig. 4.3-2

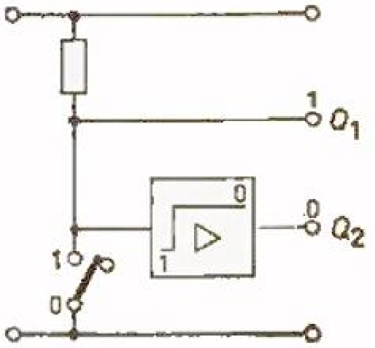


Fig. 4.3-3

In de digitale techniek zijn er slechts twee mogelijkheden: wanneer het signaal *niet* hetzelfde is, kan het alleen het omgekeerde zijn. Daarom zal dus een omkeerschakelaar, zoals in fig. 4.3-2 is getekend, voldoen. In 4.3-3 zijn de schakelaar en de weerstand van plaats verwisseld. Bij schakelaar in de stand „uit" is nu aan Q_1 signaal 1 en aan Q_2 signaal 0.

In open toestand van de schakelaar zijn de signalen in fig. 4.3-3 omgekeerd aan die in fig. 4.3-2, evenzo in gesloten toestand van de schakelaar. Dat wil dus zeggen dat de schakelingen uit fig. 4.3-2 en 4.3-3 inverse schakelingen moeten zijn en dus een invers paar vormen.

Fig. 4.3-4

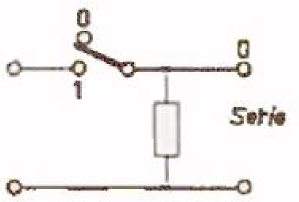
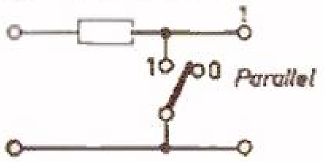


Fig. 4.3-5



Om dit nader aan te geven zijn in fig. 4.3-4 en 4.3-5 beide schakelingen nog eens onder elkaar geplaatst, resp. de serieschakeling en de parallelschakeling. Fig. 4.3-6 geeft in tabelvorm de inverse paren aan. De serie-

TABEL 4.3-6

Schakelaar				☒
Fig.	Type	Stand	Signaal	
4.3-4	serie	in → 1	1	EF
		uit → 0	0	
4.3-5	parallel	in → 1	0	IA
		uit → 0	1	

schakeling voorzien van een transistorschakelaar heeft het emissorvolgerkarakter (E.F.), de parallelschakeling dat van de omkeerschakelaar (I.A.). Emissorvolger en omkeerschakelaar vormen dientengevolge dus een invers paar, evenals „serie"- en „parallel"-schakeling (als schakeling); „in" en „uit" als standen bij de mechanische schakelaar, en analoog daarmee „geleidend" en „niet-geleidend" bij de elektronische schakelaars.

4.4 „Of" schakelingen

In § 4.3 is verschil gemaakt tussen parallel- en serieschakeling met I.A. of E.F. eigenschappen.

De in fig. 4.3–4 getekende schakeling is weer getekend in fig. 4.4–1, nu met drie schakelaars aan de ingangszijde, welke parallel geschakeld zijn. In tabel 4.4–2 is een overzicht van alle mogelijke standen gegeven, met het bijbehorende uitgangssignaal. Er zijn bij drie schakelaars acht signaalcombinaties mogelijk, zeven hiervan geven een signaal 1 aan de uitgang, de

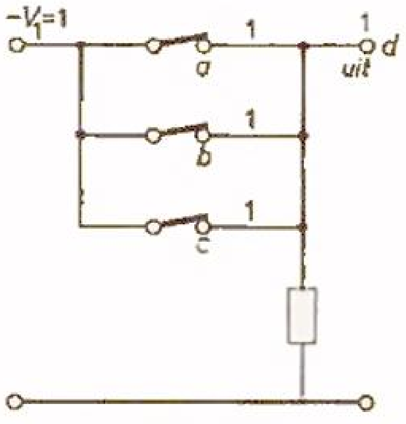


Fig. 4.4–1

TABEL 4.4–2

	in		uit	
a	*b*	*c*	*d*	
1	1	1	1	„of" voor 1 uit
0	1	1	1	
1	0	1	1	
1	1	0	1	
1	0	0	1	
0	1	0	1	
0	0	1	1	
0	0	0	0	

laatste combinatie echter een signaal 0 aan de uitgang. Zolang òf a, òf b òf c van de schakelaars a, b en c gesloten is, òf twee ervan òf alle drie zijn gesloten, zal er een uitgangssignaal 1 zijn. Behalve voor het geval dat alle schakelaars geopend zijn, is er op de uitgang steeds een signaal 1.

Wij noemen deze schakeling een „of" schakeling, omdat, onafhankelijk van het feit of a, of b of c of welke combinatie van de parallel-ingangsschakelaar ook gesloten is, er een uitgangssignaal 1 is.

In fig. 4.4–3 zijn 3 diodes toegevoegd achter de schakelaars, terwijl er nu drie aparte ingangen zijn. De diodes laten alleen de negatieve signalen door, terwijl het signaal van een ingeschakelde schakelaar niet op een andere schakelaar terug kan komen. De diodes hebben verder geen invloed op de schakeling en dienen alleen om de signalen te koppelen en om de schakelaars onderling te ontkoppelen. De ingangsspanningen V_a, V_b en V_c zijn ongeveer gelijk.

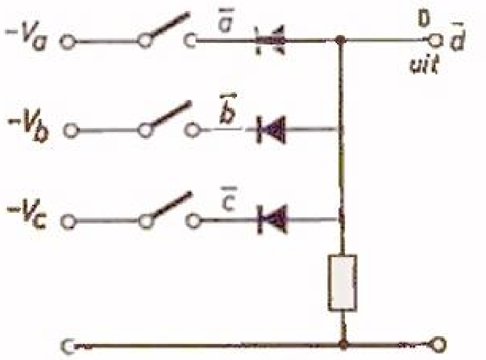


Fig. 4.4–3

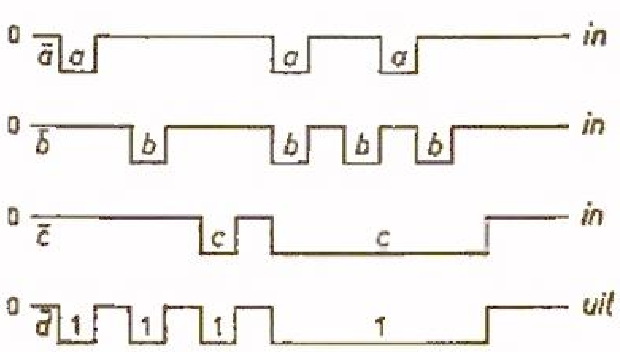


Fig. 4.4–4

In fig. 4.4–4 zijn als functie van hetzelfde tijdsverloop willekeurig enige momenten aangeduid waarop de schakelaars a, b en c even in- en uitschakelden. Tevens is getoond wat het resultaat aan de uitgang zal zijn.

Opmerking:

Voor positieve signalen moeten de diodes omgekeerd worden. Voor tweemaal inverteren, b.v. signaal èn diode omgekeerd, verandert de werking niet.

In fig. 4.4–5 zijn de mechanische schakelaars uit fig. 4.4–1 of 4.4–3 door transistorschakelaars vervangen. De voedingsspanning V_1 is gemeenschappelijk, de diodes uit fig. 4.4–3 zijn automatisch in de transistor zelf aanwezig als basis-emissor diode.

De schakelaars worden gestuurd op de drie basisingangen a, b en c met signaal 1, hetgeen overeenkomt met een gesloten schakelaar.

In tabel 4.4–6 zijn de schakelstanden met letters aangeduid: a is stuursignaal 1 op de transistorbasis, $\bar{a}$ geen stuursignaal.

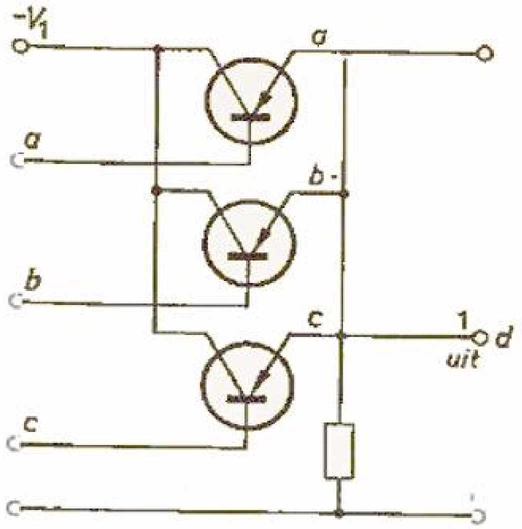


Fig. 4.4–5

TABEL 4.4–6

a	b	c	d	„of” voor 1
$\bar{a}$	b	c	d	
a	$\bar{b}$	c	d	
a	b	$\bar{c}$	d	
a	$\bar{b}$	$\bar{c}$	d	
$\bar{a}$	b	$\bar{c}$	d	
$\bar{a}$	$\bar{b}$	c	d	
$\bar{a}$	$\bar{b}$	$\bar{c}$	$\bar{d}$	0

+ . . . . . of

$$a + b + c = d$$

In de logische algebra wordt het teken + als teken voor „of” gebruikt. D.w.z. $a + b + c = d$ wordt uitgesproken als a òf b òf c geeft d, m.a.w. als òf a òf b òf c signaal (1) heeft (één van de ingangen), dan heeft d ook signaal (1).

In fig. 4.4–7 is het type schakeling veranderd van serie- in parallelschakeling, maar de schakelaars aan de ingang blijven parallel staan (uitgangssignaal keert om). De schakelingen in fig. 4.4-1; 4.4–3 en 4.4–5 vormen een serieschakeling met parallelschakelaars (ingangen) terwijl fig. 4.4–7 een parallelschakeling met parallelschakelaars is. De mogelijke schakel-

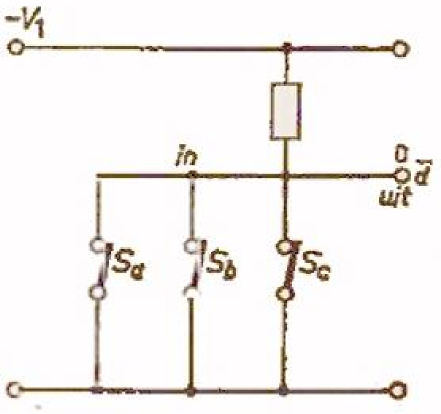


Fig. 4.4–7

TABEL 4.4-8

in			uit	
a	*b*	*c*	*d*	
1	1	1	0	„of" voor 0
1	0	0	0	
0	1	0	0	
0	0	1	0	
0	1	1	0	
1	0	1	0	
1	1	0	0	
0	0	0	1	

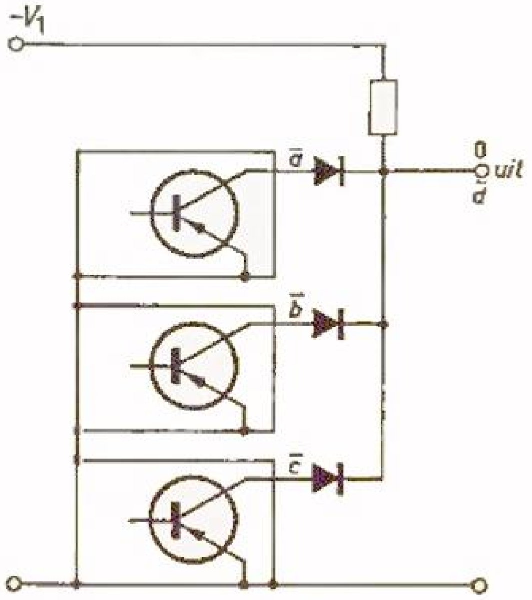


Fig. 4.4-9

standen met het bijbehorende uitgangssignaal zijn weergegeven in tabel 4.4-8. De grondregel is nu $a + b + c = d$, of in woorden: als òf *a* òf *b* òf *c* ingeschakeld is, is het uitgangssignaal 0.

In fig. 4.4-9 zijn de mechanische schakelaars weer door transistorschakelaars vervangen; bovendien zijn nog diodes toegevoegd (nu noodzakelijk omdat de schakelaars parallelgeschakelde flip-flop-schakelingen zijn, die óók aan de uitgang getriggerd kunnen worden door een signaal 0) om terugwerking op de andere schakelaars te voorkomen. De diodes beïnvloeden het principe van de logische schakeling verder niet. In fig. 4.4-10 is weer een overzicht gegeven; nu zijn met *a*, *b* en *c* de collectorsignalen van de transistorschakelaars aangeduid.

Tabel 4.4-11 geeft weer een overzicht van de acht mogelijke schakelstanden, waarin de achtste weer de uitzondering is waarvan in § 4.5 sprake is.

De serieschakeling (E.F. type) met parallelschakelaars is een „of" schakeling voor een signaal 1 aan de uitgang, terwijl de ingang met een signaal 1 bestuurd wordt.

De parallelschakeling (I.A. type) met parallelschakelaars is een „of" schakeling voor een signaal 0 aan de uitgang, terwijl de ingang (basis) van

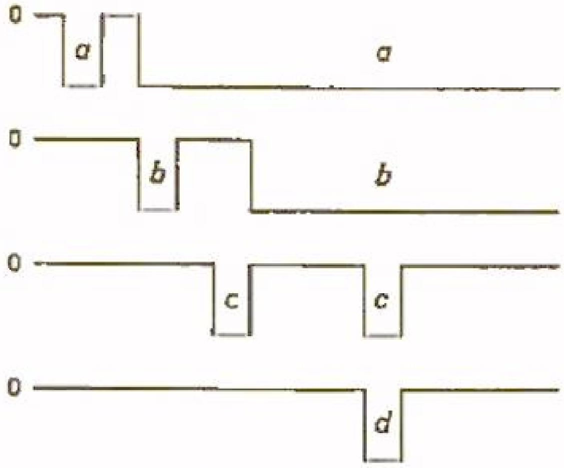


Fig. 4.4–10

TABEL 4.4–11

$\bar{a}$	$\bar{b}$	$\bar{c}$	$\bar{d}$	
a	$\bar{b}$	$\bar{c}$	$\bar{d}$	
$\bar{a}$	b	$\bar{c}$	$\bar{d}$	„of" voor 0
$\bar{a}$	$\bar{b}$	c	$\bar{d}$	
$\bar{a}$	b	c	$\bar{d}$	
a	$\bar{b}$	c	$\bar{d}$	
a	b	$\bar{c}$	$\bar{d}$	
a	b	c	d	1
$\bar{a} + \bar{b} + \bar{c} = \bar{d}$				

de betreffende schakeltransistor met een signaal 1 wordt bestuurd (of de collector met een signaal 0).

Opmerking:

In fig. 4.4–5 is de schakeltransistor zelf van het emissorvolgertype, met gelijke basis (ingang) en emissor-(uitgang)signaalstanden, terwijl in fig. 4.4–9 de schakeltransistor zelf van het omkeerschakeltype is (I.A.) met inverse basis- en collectorsignaalstanden. In het laatste geval kan dus gezegd worden dat, als het collectorsignaal als bestuursignaal beschouwd wordt, de „of" schakeling voor een signaal 0 aan de uitgang met een signaal 0 bestuurd moet worden. Waarmee voor het geval dat òf a wordt 0 òf b wordt 0 òf c wordt 0, het uitgangssignaal ook 0 wordt ($a + b + c = d$).

4.5 „En" schakelingen

In fig. 4.5–1 is de schakeling uit fig. 4.4–7 en 4.4–8 getekend voor de achtste schakelmogelijkheid (de uitzondering van de „of" schakelingen in § 4.4), nl. alle schakelaars open. M.a.w.: én a én b én c zijn open; het uitgangssignaal is dus 1.

Deze speciale uitzondering van de „of" schakelingen wordt daarom een „én" schakeling genoemd met uitgangssignaal 1. De schakeling op zich is

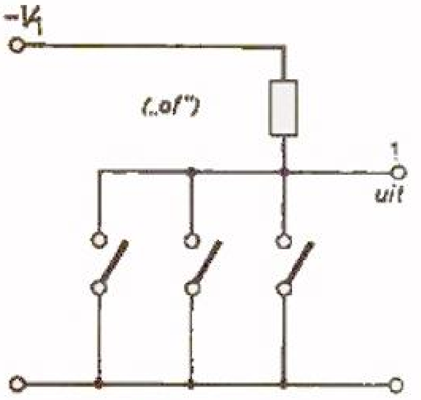


Fig. 4.5–1

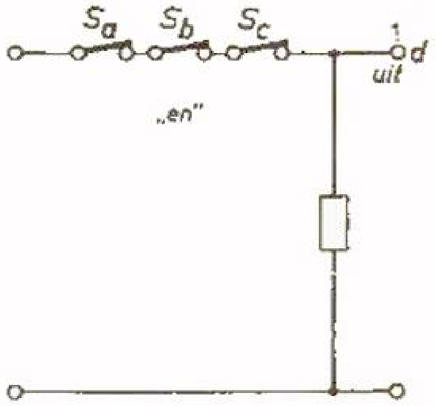


Fig. 4.5–2

niet veranderd, maar geeft nu andere mogelijkheden voor combinaties van ingangssignalen voor het omgekeerde uitgangssignaal. In de logische algebra wordt dit „en" door een · (punt) gesymboliseerd. Geschreven wordt dan $a \cdot b \cdot c = d$, hetgeen uitgesproken als a én b én c (gelijktijdig) geeft d.

Wordt de schakeling zo veranderd dat alle parallele schakelaars in serie worden gezet terwijl tegelijkertijd de parallelschakeling in een serieschakeling wordt omgezet, dan krijgt men weer een „én" schakeling voor uitgangssignaal 1, alleen nu voor gesloten schakelaars (zie fig. 4.5–2).

TABEL 4.5–3

S_a	S_b	S_c	uit	
1	1	1	1	„en"
1	1	0	0	
1	0	1	0	
0	1	1	0	
0	0	1	0	
0	1	0	0	
1	0	0	0	
0	0	0	0	

Tabel 4.5-3 geeft weer alle schakelmogelijkheden van fig. 4.5–2. In één geval vindt men een uitgangssignaal 1, voor de resterende zeven een uitgangssignaal 0.

Deze resterende zeven standen voldoen aan de eisen voor een „of" schakeling voor uitgangssignaal 0, d.w.z. òf *a*, òf *b* òf *c* geopend geeft een uitgangssignaal nul.

Samenvattend kan men zeggen dat de „en" en de „of" functies (in hun werkingswijze) samen een invers paar vormen. In fig. 4.5–1 (schakeltechnisch dezelfde als 4.4–9 met „of" voorwaarden) is de schakeling voor een „en" functie aangegeven. Als „en" voor een uitgangssignaal 1 wordt hij met een signaal 1 (op de collector) bestuurd. Dezelfde schakeling kan ook met „of" voor uitgangssignaal 0 met 0 gestuurd worden.

In 4.5–4 en 4.5–5 zijn de mechanische schakelaars uit de fig. 4.5–1 en 4.5–2 vervangen door transistorschakelaars („en" schakeling voor uitgangssignaal 1 met besturing 1).

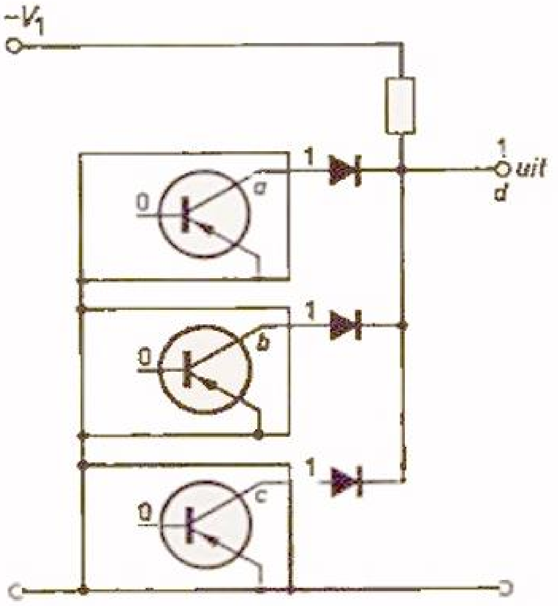


Fig. 4.5–4

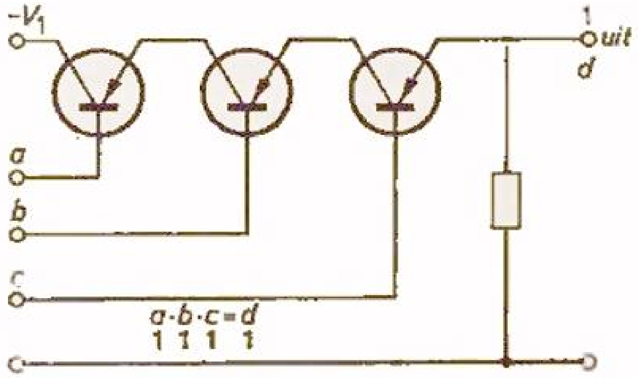


Fig. 4.5–5

De eerste „of" schakeling uit fig. 4.4–1 kan men in het achtste uitzonderingsgeval weer als „en" schakeling gebruiken, zoals in fig. 4.5–6 is aangegeven. Dit is een „en" schakeling voor uitgangssignaal 0 met signaal 0 bestuurd. Vergeleken met fig. 4.4–6 zien we dus: èn *a* èn *b* èn *c* moet 0 zijn voor $d = 0$. Deze schakeling is weer om te zetten in die welke gegeven is in fig. 4.5–7; alles wat in serie staat parallel schakelen, en omgekeerd. De bijbehorende schakelstanden zijn in fig. 4.5–8 gegeven. De schakeling is nu een „en" schakeling voor uitgangssignaal 0 met een signaal 1 bestuurd; maar ook een „of" schakeling voor een uitgangssignaal 1 met signaal 0 gestuurd.

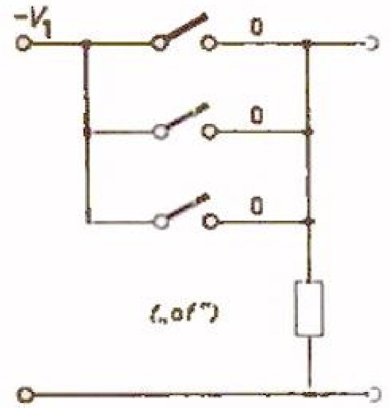


Fig. 4.5–6

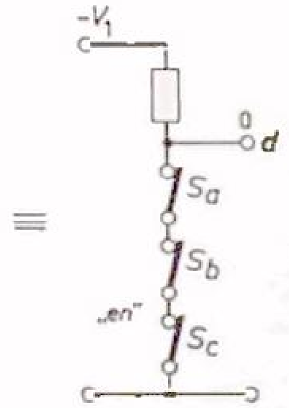


Fig. 4.5–7

TABEL 4.5–8

S_a	S_b	S_d	d	
1	1	1	0	„en"
1	1	0	1	
1	0	1	1	
0	1	1	1	
0	0	1	1	
0	1	0	1	
1	0	0	1	
0	0	0	1	

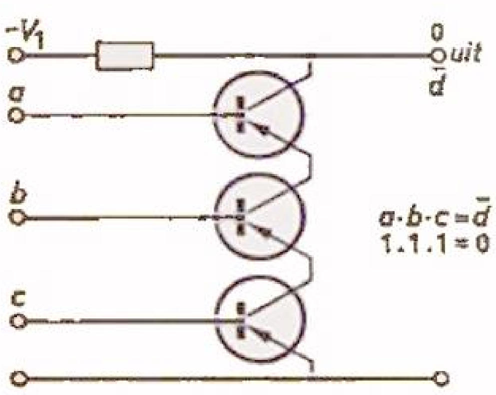


Fig. 4.5–9

De uitvoering met transistors vindt men in fig. 4.5–9. Hierin moet èn *a* èn *b* èn *c* voor een uitgangssignaal 0 een bestuursignaal 1 hebben; òf *a* òf *b* òf *c* voor een uitgangssignaal 1 moeten een bestuursignaal 0 hebben.

Opmerking:

Voor de praktische verwezenlijking van de gesperde transistor is het vereist de basis t.o.v. de emissor een positieve spanning te geven. Om de schakeling overzichtelijk te houden is dit niet aangeduid, in het eerste hoofdstuk echter wel, met de dimensionering van R_2 (zie § 1.5).

Bij een eerste kennismaking met de begrippen inverteren, „en" schakeling en „of" schakeling kan het logisch verband op het eerste gezicht wel eens verloren gaan.

Het logisch verband tussen logische schakelingen bestaat echter, en dit wordt in het volgende gedeelte behandeld.

4.6 Omkeerparen

In tabel 4.6–1 zijn voor verschillende begrippen, schakelingen en onderdelen de inversies aangeduid. Fig. 4.6–2 toont de vier verschillende schakel-

TABEL 4.6-1

Opbouw; onderdeel		Begrippen: Normaal	Begrippen: Invers
		ja ja ja = niet neen ja = $\overline{\text{neen}}$ ja = niet (niet ja) ja = niet $\overline{\text{ja}}$ ja = $\overline{\overline{\text{ja}}}$ = ja	neen niet ja = $\overline{\text{ja}}$
Schakeling	Schakelaars Ingangen	Serie	Parallel
Schakelaar	Stand	In	Uit
Signaal	(absoluut)	Wel	Niet
(voor *pnp*-transistor)	polariteit	Negatief	Nul (positief)
Diode	Richting	Geleidend	Gesperd
Versterker	In-Uitgang	EF Emitter Follower	IA Inverter Amplifier
Transistor		*pnp*	*npn*
	V_c voor *pnp* V_b voor *pnp*	Negatief Negatief	0 0 (+)
Logische schakeling		en •	of +
Symbool voor ja (signaal, ingang)		1	0
		$\bar{0}$	1
		a	$\bar{a}$
		$\bar{\bar{a}} = a$	

mogelijkheden, met de bijbehorende voorwaarden voor verschillende uitgangssignalen. In het centrale deel van de figuur worden de logische schakelingen met een signaal 1 bestuurd; aan de omtrek van de figuur zijn de gevolgen van besturing met een signaal 0 (m.a.w. schakelaars open) aangeduid.

Verschillende schakelingen kunnen tegelijkertijd zowel een „en" als een „of" karakter vertonen, afhankelijk of het bestuursignaal 0 of 1 is. Er zijn twee „en" schakelingen voor een uitgangssignaal 1 en twee „en" schakelingen voor een uitgangssignaal 0. Evenzo twee „of" schakelingen voor

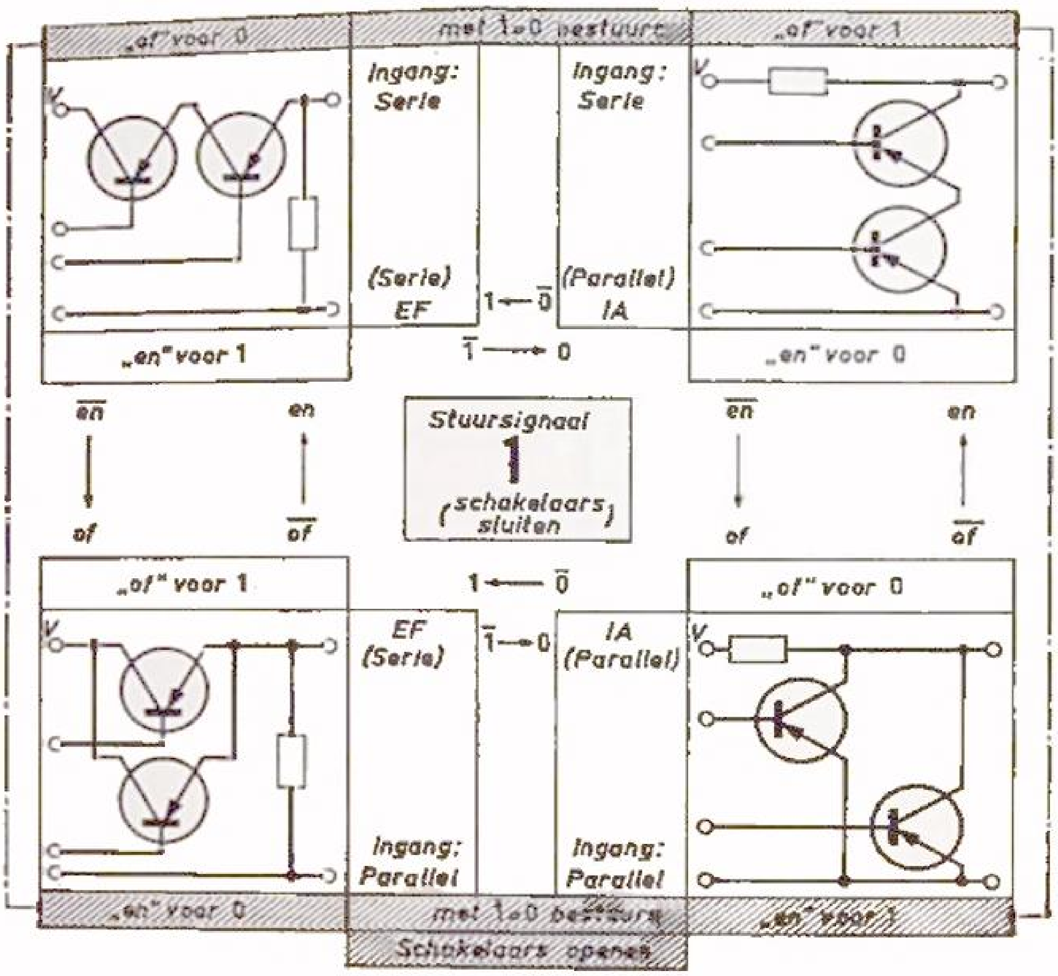


Fig. 4.6–2

een uitgangssignaal 0 en twee „of" schakelingen voor een uitgangssignaal 1. De schakelingen zijn zodanig in de figuur opgesteld dat van twee naast elkaar liggende schakelingen slechts één van de twee karakters in de schakeling (serie of parallel) geïnverteerd is.

Evenzo zal dan voor de werkingswijze een eenmalige invertering optreden; b.v. „en" voor 1 wordt „en" voor 0 (links boven naar rechts boven in de figuur). Twee schakelingen verder (in de diagonaal van de figuur) vindt men een dubbele invertering van het schakeling type. Uitgaande van de schakeling links boven (serie-serie) naar rechts onder (parallel-parallel) is iedere schakeling een „en" voor signaal 1 of een „of" voor signaal 0, afhankelijk van het bestuursignaalkarakter. In fig. 4.6–3 is de groepering nog eens voor de vier schakelingen getekend eerst voor stuursignaal 0 en dan voor bestuursignaal 1.

Ter oriëntatie:

Voor decodering van telapparaten gebruikt men algemeen de typen A_2 en

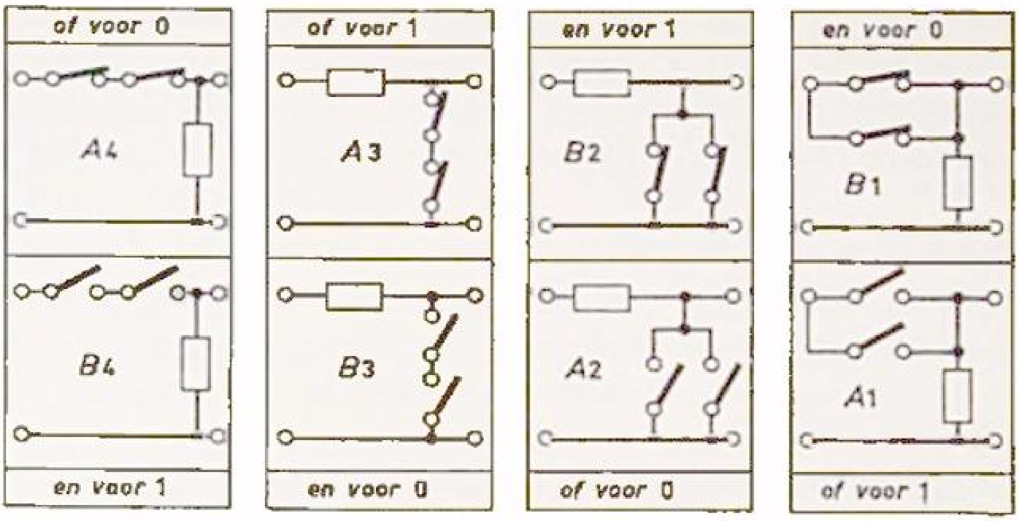


Fig. 4.6–3

B_2; voor „of" schakelingen komt A_1 veel voor, en voor „en" schakelingen B_4.

De linker groep van vier schakelingen A_4, B_4, A_3, B_3 wordt toegepast in direct gekoppelde schakelingen. Bij telapparaten en machinebesturingen komt men met A_2 en B_2 meestal gunstiger uit.

4.7 „NOR" schakelingen

In fig. 4.7–1 is de principeschakeling van de „NOR" schakeling getekend. Deze bestaat uit een omkeerschakelaar met verscheidene ingangen variërend tussen 3 en 6.

De diverse ingangen vormen een „of" functie; als één of meer ingangen een signaal 1 hebben, wordt de transistor geleidend, en het uitgangssignaal nul. Het type schakelaar is een omkeerschakelaar, welke een „niet" functie vertegenwoordigt. De naam „NOR" is een combinatie van de Engelse woorden voor „niet" en „of", nl. „not" en „or".

In het blokschema van fig. 4.2–2 zijn beide functies achter elkaar geschakeld. Bij de „of" functies is ook één „en" functie aanwezig, als dus èn *a*,

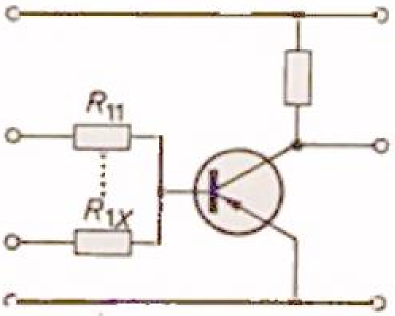


Fig. 4.7–1

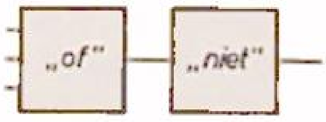


Fig. 4.7–2

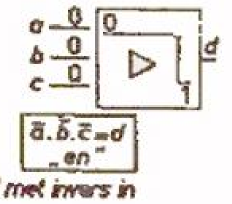


Fig. 4.7–3

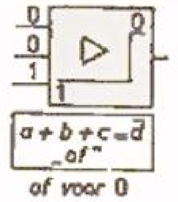


Fig. 4.7–4

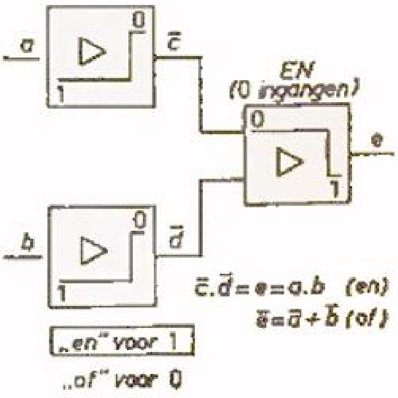


Fig. 4.7–5

èn *b* èn *c* signaal 0 hebben, is het uitgangssignaal 1. Hier is dus één „en" functie met signaal 0 bestemd voor uitgangssignaal 1 (zie fig. 4.7–3) – (ook wel „nand", uit „not" en „and").

In fig. 4.7–4 is de „of" schakeling met een signaal 1 bestuurd, en het uitgangssignaal is dan 0.

Als men met een „NOR" schakeling een „en" schakeling voor een uitgangssignaal 1 wil besturen met een ingangssignaal 1, dan zijn minimaal drie „NOR" basisschakelingen nodig, zoals getekend in fig. 4.7–5. Deze is tevens een „of" schakeling voor een uitgangssignaal 0 bestuurd met een ingangssignaal 0. Dus als òf *a* òf *b* òf beide 0 worden, dan wordt ook het uitgangssignaal *c* gelijk aan 0.

Voor een „of" schakeling voor een uitgangssignaal 1 met een bestuursignaal 1 zijn minimaal twee basisschakelingen noodzakelijk. De mogelijkheid „invers" is weer de „en" schakeling met 0 bestuurd (zie fig. 4.7–6).

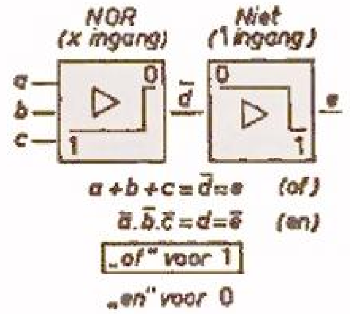


Fig. 4.7–6

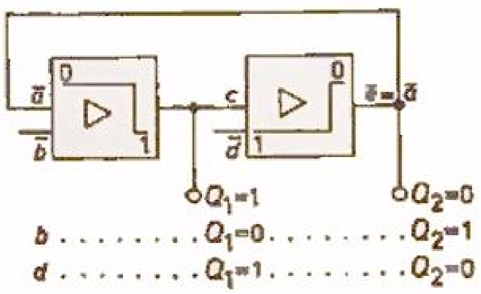


Fig. 4.7–7

Met twee „NOR" basisschakelingen (units) achter elkaar in serie geschakeld, zoals in fig. 4.7–7, wordt bij een ingangssignaal 0 de tweede basisschakeling met het signaal 1 van de eerste basisschakeling gestuurd, zodat het uitgangssignaal van de tweede basisschakeling ook 0 is. Zoals reeds werd besproken, kan de uitgang van de tweede basisschakeling nu verbonden worden met de ingang van de eerste, waardoor een stabiele schakeling verkregen wordt.

Voor omschakelen met een signaal 1 moet altijd de basisschakeling worden bestuurd die aan een ingang een signaal 0 heeft. Dat is hier de eerste basisschakeling. Op een tweede ingang, waarop eveneens een signaal 0 aanwezig is kan dus voor omschakelen een signaal 1 gebracht worden ($b = 1$). Dan wordt dus $Q_1 = 0$ en $Q_2 = 1$.

De schakeling blijft in deze stand staan tot de tweede basisschakeling (met een ingangssignaal 0 op de ingang) op een tweede ingang ook een signaal 1 krijgt. De trap schakelt nu terug naar de oorspronkelijke toestand met $d = 1$, waardoor $Q_1 = 1$ en $Q_2 = 0$ wordt.

Deze schakeling is in principe gelijk aan de bistabiele vibratorschakeling, welke in de „NOR" schakelingen een geheugenelement vertegenwoordigt. Evengoed als met twee „NOR" basisschakelingen een bistabiele vibrator te bouwen is, is het ook mogelijk een monostabiele vibrator te verkrijgen.

Hiertoe is in fig. 4.7–8 geen directe koppeling tussen de twee basisschakelingen aangebracht, maar een tijdsafhankelijke. Hier vormt een *RC*-koppeling weer het tijdbepalende element. Hiermede zijn de „NOR" basisschakelingen voldoende toegelicht; over de toepassingen wordt nog gesproken in het praktische gedeelte.

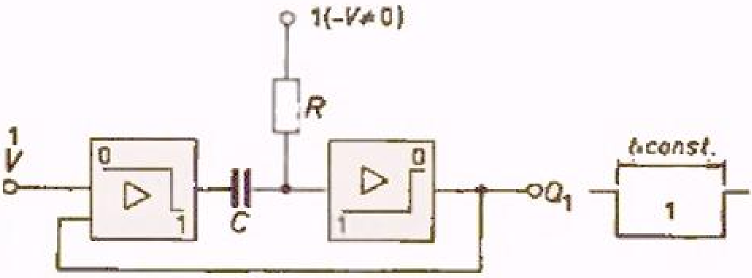


Fig. 4.7–8

4.8 Logische vergelijkingsschakelingen (gelijk-ongelijk komparators)

De eenvoudigste werkwijze voor het controleren van de werking van schakelingen uit de digitale techniek is die der vergelijking.

De vergelijking kan op verschillende manieren plaats hebben, nl. met een standaard, met een tweede identieke schakeling of via een controle op zichzelf, door een in het systeem ingebouwde schakeling (zelfcontrolerende schakeling). Als eenvoudigste voorbeeld nemen wij twee identiek opgebouwde digitale systemen *A* en *B* die parallel bestuurd worden.

De twee overeenkomstige punten (in- en uitgangen van de samenstellende basisschakelingen) moeten altijd gelijke signalen voeren, zolang er geen fout optreedt. De komparatorschakeling vergelijkt nu continu deze twee schakelingen en geeft een uitgangssignaal bij het optreden van een fout (ongelijke signalen; in de zin van signaal 1 of 0).

Om de basisschakeling van een komparator op te bouwen, vergelijken wij niet twee digitale systemen, maar twee digitale bouwstenen (basisschakelingen of units).

Uit het telsysteem A en eveneens uit het identieke systeem B is een flipflop (F.F.) getekend in fig. 4.8–1. De komparator is als blokschema getekend. De uitgang van deze komparator geeft bij gelijke bestuursignalen (goed) een signaal 0, en bij niet gelijke stuursignalen (fout) een signaal 1. Deze bestuursignalen zijn afkomstig van overeenkomstige punten van de flip-flops (die weer parallel bestuurd worden).

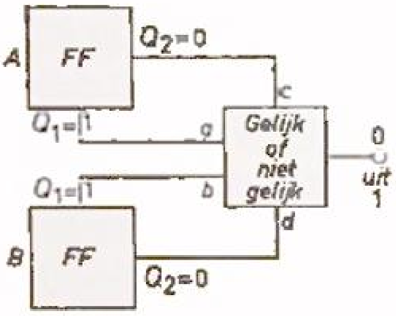


Fig. 4.8–1

De flip-flops hebben in het algemeen twee uitgangen, die omgekeerde signalen voeren, ($Q_1 = 1$, $Q_2 = 0$; of $Q_1 = 0$ en $Q_2 = 1$). Er staan dus met twee flip-flops vier signalen ter beschikking, zodat de komparator vier ingangen moet hebben.

Wij kiezen als principeschakeling voor de komparator de in fig. 4.6–3 aangegeven A_2 schakeling met „of" voor uitgang 0 bij bestuursignaal 1. De praktische uitvoering van deze schakeling met de transistors Tr_1 en Tr_2 en de gemeenschappelijke collectorweerstand R_1 (nog zonder diodes) is getekend in fig. 4.8–3.

De flip-flops hebben twee standen; in de eerste stand met $Q_{1A} = 1$ en $Q_{1B} = 1$ moet Tr_1 van de komparator schakelen. In de tweede stand met $Q_{2A} = 1$ en $Q_{2B} = 1$ moet Tr_2 van de komparator schakelen; dus heeft de uitgang altijd signaal 0 wanneer de ingangssignalen gelijk zijn.

In de eerste stand van de flip-flops moet Tr_1 aan de ingang een signaal 1 hebben. Dit signaal valt af te leiden uit de gelijke standen van de flip-flops A en B met $Q_1 = 1$. Dus èn Q_1 van A èn Q_1 van B moeten signaal 1 hebben. Met behulp van een „en" schakeling kan dit signaal nu op de ingang van Tr_1 gebracht worden. De „en" schakeling bestaat uit de weerstand R_2 samen met de transistorschakelaars in de flip-flops bij uitgang Q_1. De tussengeschakelde twee diodes D_1 en D_2 zijn voor het ontkoppelen (elkaar niet triggeren) van de flip-flops. Na het omschakelen van de flip-flops voeren de

TABEL 4.8–2

A		*B*		*A* *B*	Controle
Q	Q_2	Q_1	Q_2		
1 0	0 1	1 0	0 1	$Q_2 = Q_2$ $Q_1 = Q_1$	goed (gelijk)
1 0	0 1	0 1	1 0	$Q_2 \neq Q_2$ $Q_1 \neq Q_1$	fout (niet gelijk)

Q_2 uitgangen signaal 1, zodat nu Tr_2 via een tweede „en" schakeling met R_3 en de flip-flop transistorschakelaars via de ontkoppelelementen D_3 en D_4 geleidend wordt.

Nu worden dus óf a en b óf c en d van een signaal 1 voorzien, zodat óf Tr_1 óf Tr_2 geleidend is en het uitgangssignaal van de komparator altijd nul is, indien gelijke (goed) signalen aanwezig zijn (zie ook tabel 4.8–2). In de foutieve toestand $Q_1 \neq Q_1$ (in de derde en de vierde rij van fig. 4.8–2) b.v. $Q_1 = 1$ voor A en $Q_1 = 0$ voor B, wordt geen der transistors Tr_1 en Tr_2 geleidend, zodat de komparator een uitgangssignaal 1 (fout) geeft. Deze komparator is opgebouwd uit 3 units: 2 „en" schakelingen en 1 „of" schakeling; dit is weergegeven in fig. 4.8–4.

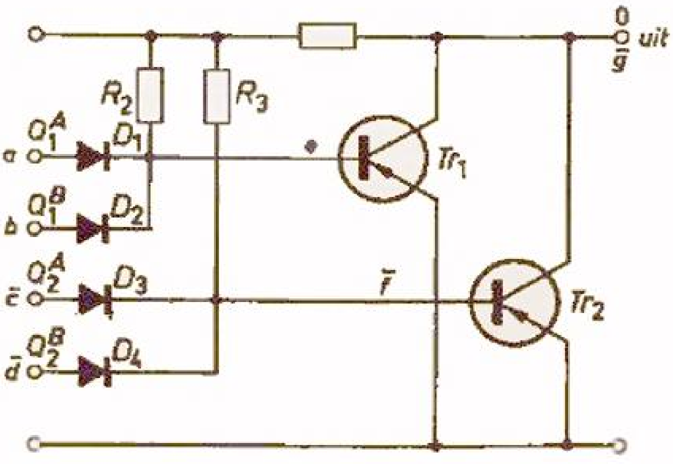


Fig. 4.8–3

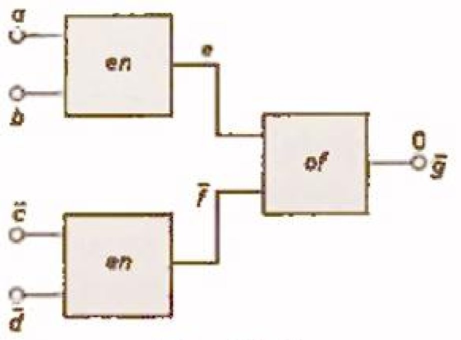


Fig. 4.8–4

In tabel 4.8–5 zijn alle mogelijkheden nog eens samengevat (met de veronderstelling dat een flip-flop altijd omgekeerde signalen aan de uitgang heeft, hetgeen een basiseigenschap is).

TABEL 4.8-5

a	b	e	g	f	c	d
1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	0	1
en (voor 1)		of (voor 0)			en (voor 1)	
$a \cdot b = e$					$\bar{f} = \bar{c} \cdot \bar{d}$	
		$\bar{g} = e + f$			(of)	
bij fout		$g = \bar{e} \cdot \bar{f}$			(en)	

In fig. 4.8-6 is de komparatorschakeling nog eens in symbolen met niveau-indicatie aangegeven. De „en" schakeling geeft een uitgangssignaal 1 voor een ingangssignaal 1, en de „of" schakeling geeft een uitgangssignaal 0 voor een ingangssignaal 1.

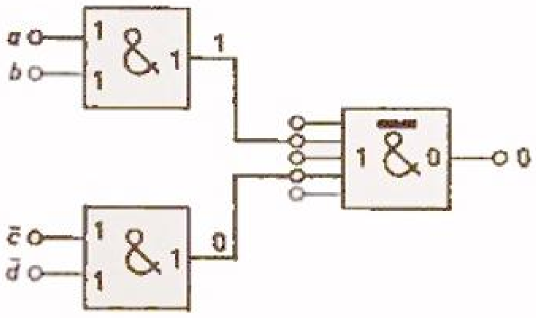


Fig. 4.8-6

Voor de „en" schakeling is het reeds internationaal bekende symbool & genomen, terwijl voor „of" nog geen dergelijk symbool bestaat. Aangezien echter gebleken is dat de „of" schakeling altijd een inverse is van de „en" schakeling, kan de „of" schakeling worden aangeduid met $\overline{\&}$, d.w.z. een geïnverteerde „en" schakeling. De bij de symbolen gegeven niveaus vergemakkelijken het teruglezen van de schakeltoestand uitermate. Voor &-schakelingen moeten minstens twee ingangsniveaus (karakter van bestuursignaal) met het bijbehorende uitgangsniveau worden aangeduid. Voor een „of" schakeling is al één ingangsniveau voldoende om de ingetekende uitgangssignaalstand te bereiken.

Hier is al direct duidelijk dat de „en" schakeling voor een uitgangssignaal 1 ook een ingangssignaal 1 nodig heeft, en de „of" schakeling voor een uitgangssignaal 0 een ingangssignaal 0.

Uit fig. 4.8–5 blijkt dat bij goede werking van de flip-flops (gelijke signalen) òf de eerste òf de tweede „en" schakeling een signaal 1 afgeeft. Deze signaal-uitgangen moeten gekoppeld worden met de „of" schakeling. De verbinding kan bereikt worden met twee diodes, zoals getekend in fig. 4.8–7.

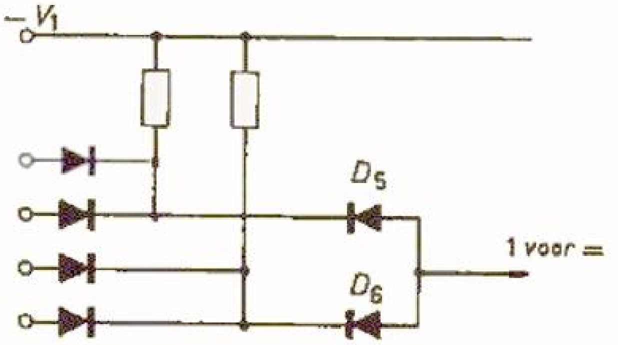


Fig. 4.8–7

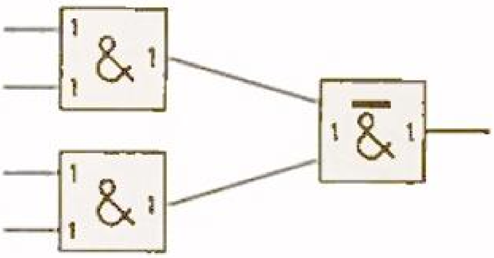


Fig. 4.8–8

D_5 laat het signaal 1 van *a* en *b* door (koppelt), terwijl D_6 het signaal verhindert naar de tweede „en" schakeling terug te lopen (ontkoppelt); als, omgekeerd, *c* en *d* signaal 1 voeren, koppelt D_6 en ontkoppelt D_5. De diodes D_5 en D_6 vormen zelf niet de „of" schakeling, maar verhinderen wederzijdse beïnvloeding van de ingangen. De diodes functioneren alleen als koppelelementen, terwijl de „of" schakeling gevormd wordt door het knooppunt van de uitgangen van de twee „en" schakelingen. Alle knooppunten van twee of meer parallele ingangen kunnen een „of" schakeling vormen (zie fig. 4.7–1). In fig. 4.8–8 is de schakeling nog eens in blokschema gegeven.

In de beschreven schakeling met flip-flops zijn van iedere flip-flop een directe en een inverse uitgang aanwezig, zodat in totaal voor vergelijking in de komparator vier signalen ter beschikking staan.

Indien van de flip-flop echter alleen de directe uitgang naar buiten is uitgevoerd (bouwsteen), of indien de flip-flop vervangen is door een enkelvoudige transistorschakelaar, staat slechts één signaal ter beschikking. Ter vergelijking in de komparator hebben we dan slechts twee signalen zonder hun inversen beschikbaar. Zoals hierna blijkt, moet de schakeling dan geheel anders opgebouwd worden.

In tabel 4.8–9 zijn de mogelijkheden met twee signalen *A* en *B* weergegeven. De opzet is te indiceren wanneer *A* en *B* niet gelijk zijn (of wel gelijk zijn). In de eerste twee kolommen zijn de mogelijke variaties van de ingangssignalen van de komparator weergegeven. In de vierde kolom is het uitgangssignaal van een „en" schakeling („en" voor een uitgangssignaal 1 met een ingangssignaal 1) voor de verschillende variaties van ingangssignalen aangegeven. In de vijfde kolom zijn de inversen van de vierde kolom aangegeven.

TABEL 4.8-9

ingang			„en"	
A	B		A „en" B	$\overline{A \text{ „en" } B}$
0	0	goed	0	1
1	0	fout	0	1
0	1	fout	0	1
1	1	goed	1	0

(d.w.z. na de „en" schakeling nog een omkeerschakelaar). De vier kolommen vertegenwoordigen weer vier signalen (afgeleid van A en B).

Van de vier rijen zijn de eerste en vierde „goed" (gelijk) en de tweede en derde „fout" (ongelijk). Aan de uitgang van de komparator zijn de mogelijke uitgangssignalen „goed" of „fout". Een fout moet een signaal 1 aan de uitgang van de komparator geven.

De vijfde kolom geeft voor ongelijke signalen (fout) een uitgangssignaal 1, maar ook nog voor een gelijk signaal $A = B = 0$ in de eerste rij. Indien een schakeling is te vinden waarmee alléén de tweede en de derde rij worden aangeduid, dan is de oplossing bekend.

Voor een „en" schakeling met ingangssignaal 1 vinden wij in de tweede rij van de eerste kolom en in de vijfde kolom een 1. De ingangssignalen van de „en" schakeling bestaan dus uit de signalen A en $\overline{A \cdot B}$, en geven een uitgangssignaal 1 als indicatie voor de tweede rij (fout). De indicatie voor de derde rij (fout) kan verkregen worden met nog een „en" schakeling waarvan de ingangssignalen bestaan uit $\overline{A \cdot B}$ en . Er zijn dus drie „en" schakelingen nodig: één voor kolom vier plus de twee toegevoegde als boven. De tweede „en" schakeling indiceert dus de fout uit de tweede rij en de derde „en" schakeling de fout uit de derde rij, zoals in fig. 4.8–10 is aangeduid.

Bij foutieve signalen (tweede en derde rij) geeft de bovenste of de onderste „en" schakeling een uitgangssignaal 1 (de fouten uit rij twee en rij drie kunnen nooit tegelijk voorkomen.). De signalering voor foutieve (ongelijke) ingangssignalen is nu wel juist, maar nog steeds op twee uitgangen. Deze ingangssignalen kunnen we alleen met een „of" schakeling op één uitgang samenbrengen (zie fig. 4.8–10). Hieruit is de conclusie te trekken dat een komparator om twee signalen A en B op gelijkheid te testen met alleen „en" schakelingen niet mogelijk is.

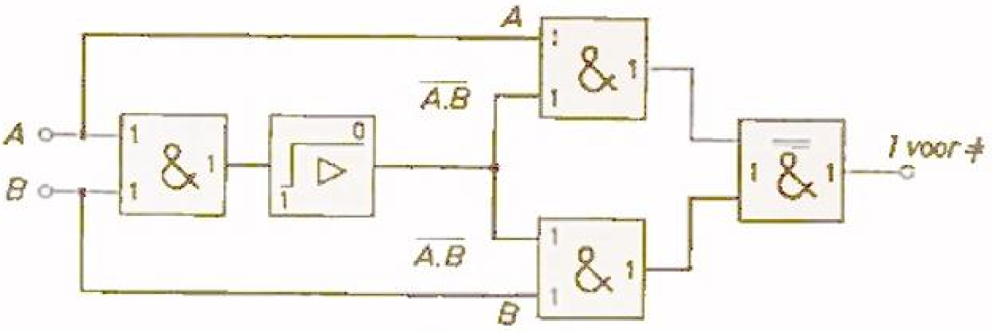


Fig. 4.8–10

Uit tabel 4.8–9 is te zien dat de signalen A en B in de eerste en de vierde rij een „en" karakter hebben (én $A = 0$ én $B = 0$; én $A = 1$ én $B = 1$), en de ongelijke signalen uit de derde en de vierde rij een „of" karakter (óf $A = 1$ in de tweede rij, óf $B = 1$ in de derde rij). De begrippen „goed" en „fout" zijn een invers paar; evenzo „gelijk" en „ongelijk", zodat de schakelingen voor indicatie dientengevolge ook uit inverse schakelingen opgebouwd kunnen worden. Het blokschema van 4.8–10 is in fig. 4.8–11 uitgewerkt in een schakeling.

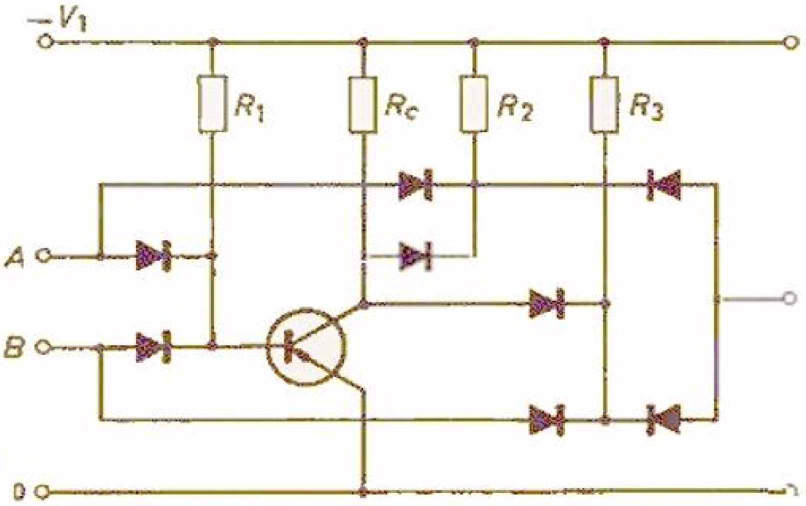


Fig. 4.8–11

De komparator zullen we nu opbouwen uitgaande van een „of" schakeling.

In tabel 4.8–12 zijn de variaties van A en B weer aangeduid met in de derde en de vierde kolom respectievelijk de uitgangssignalen van een „of" schakeling en de inverse van deze uitgang. In de vierde kolom in de vierde rij staat een voor ons doel onbruikbaar signaal 0, wanneer $A = B = 1$. Voor de vierde rij (in de vierde kolom) is een signaal 1 te verkrijgen door middel van een „en" schakeling aangesloten op de ingangssignalen A en B (zie ook fig. 4.8–9). Bij gelijke signalen $A = B = 1$ geeft de „en" schakeling een uitgangssignaal 1, of, bij gelijke signalen $A = B = 0$, geeft de geïnverteerde „of" schakeling een uitgangssignaal 1.

TABEL 4.8–12

„of"			
A	*B*	*A* „of" *B*	$\overline{A \text{ „of" } B}$
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

Deze twee uitgangssignalen moeten weer met een „of" schakeling op één uitgang gebracht worden. In tegenstelling tot de opbouw met „en" schakelingen, geeft de hier beschreven opbouw met „of" schakelingen een uitgangssignaal 1 voor gelijke ingangssignalen *A* en *B*. Het blokschema van fig. 4.8–13 is in de praktijk om te zetten in fig. 4.8–14. In 4.8–15 is een eenvoudige „of" schakeling opgebouwd uit R_1 en R_2 (de derde kolom van tabel 4.8–12 geeft de uitgangssignalen).

Voor ons doel is de vierde rij niet geschikt, daar voor $A = B = 1$ een signaal 1 i.p.v. 0 komt. Op eenvoudige wijze is dit ongewenste uitgangssignaal kort te sluiten, nl. met twee transistorschakelaars in serie, welke

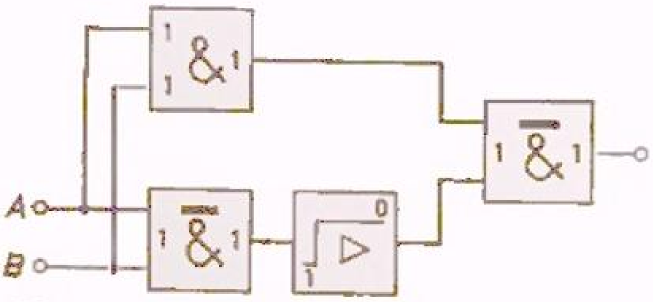


Fig. 4.8–13

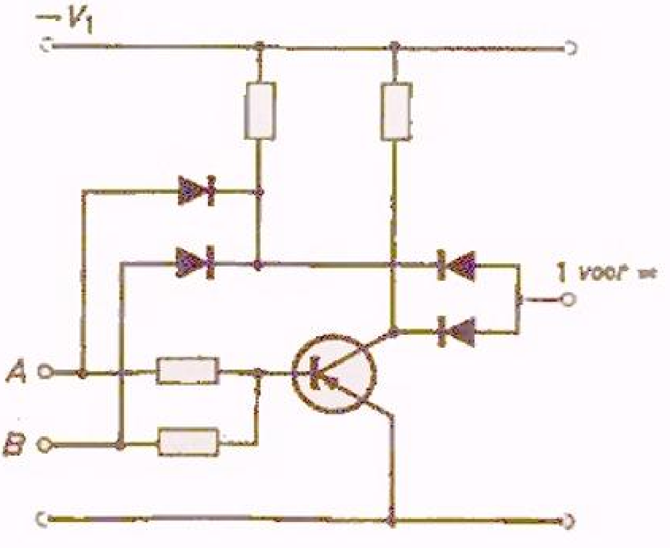


Fig. 4.8–14

beide geleidend worden indien $A = B = 1$ (vergelijk B_3 in fig. 4.6–3). De twee transistorschakelaars kunnen ook parallel geschakeld worden volgens de regels uit § 4.6 (zie $B_3 \rightarrow B_2$ in fig. 4.6–3).

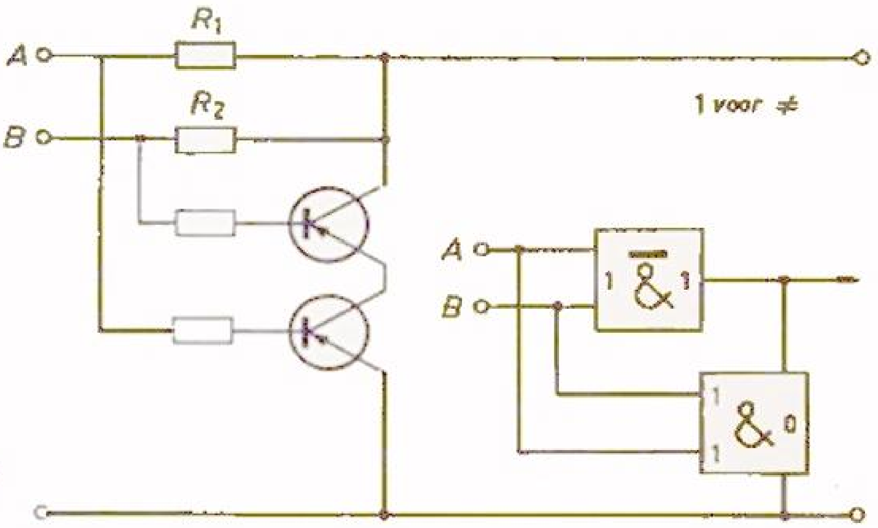


Fig. 4.8–15

De praktische schakeling ziet men in fig. 4.8–16. Van de twee transistors kan er maar één geleidend zijn, en wel bij ongelijke ingangssignalen A en B. De signalen A en B zijn hier duidelijkheidshalve verkregen gedacht met behulp van de gestippeld aangegeven mechanische schakelaars.

Wanneer A en B beide een signaal 1 voeren (schakelaars open) is geen van de transistors geleidend, zodat de uitgang (van de komparator) een signaal 1 voert. Zijn A en B gelijk, maar 0 (schakelaars gesloten), dan zijn de transistors evenmin geleidend, daar het basissignaal van beide transistors 0 is. Wanneer echter $A \neq B$, b.v. $A = 0$, $B = 1$ (linker schakelaar gesloten, rechter open), dan zal Tr_1 geleidend zijn, omdat nu zijn basis via R_1 een negatief signaal krijgt. Evenzo omgekeerd. Deze komparator geeft nu direct

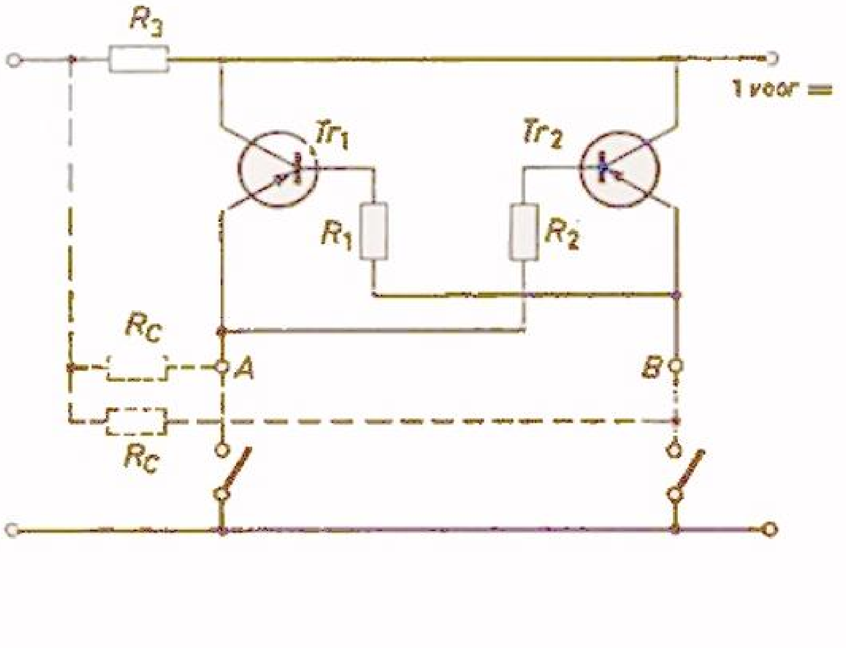


Fig. 4.8–16

een uitgangssignaal 1 voor gelijke en 0 voor ongelijke ingangssignalen *A* en *B*.

In tabel 4.8–17 is een overzicht gegeven van het aantal onderdelen van de behandelde digitale komparatorschakelingen voor vier en twee ingangssignalen. Hierin zijn niet opgenomen de noodzakelijke weerstanden voor het onderdrukken van de lekstromen van de transistors bij hogere temperaturen, als besproken in hoofdstuk 1. De weerstanden waren onbelangrijk voor het begrip van de komparatorschakelingen, zij zijn echter essentieel bij de praktische opbouw.

TABEL 4.8–17

Schakeling volgens fig.	aantal weerstanden	aantal dioden	aantal transistors
4.8–7 (4 ingangen)	2	6	0
4.8–11 (2 ingangen)	4	8	1
4.8–14 (2 ingangen)	4	4	1
4.8–16 (2 ingangen)	3	0	2

In fig. 4.8–18 zijn het ingangs- en het uitgangssignaal van een Schmitttrigger getekend. Het elektrische ingangssignaal heeft een z.g. analoog karakter, d.w.z. het is b.v. evenredig met de grootte van een veranderende grootheid. Elke waarde van deze analoge spanning heeft een bepaalde betekenis; dit in tegenstelling tot de digitale techniek, waar de spanning (signaal) nul is of niet nul.

De analoge spanning kan over het algemeen continu met de tijd verlopen en vertegenwoordigt oneindig veel waarden. Het is dikwijls van belang te

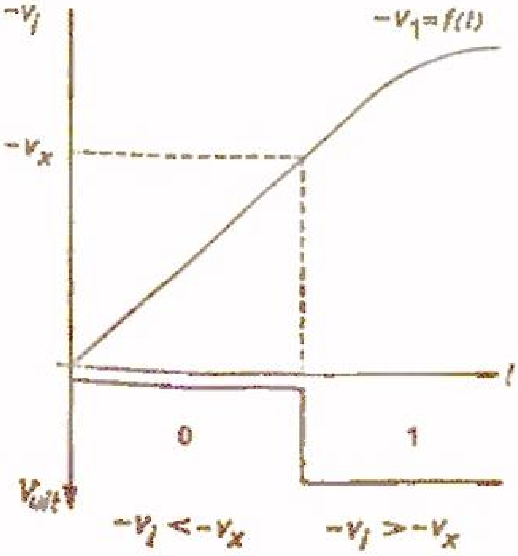


Fig. 4.8–18

weten of de momentele waarde van de analoge spanning boven of onder de waarde V_x ligt.

Voor dit doel is de Schmitt-trigger geschikt, omdat, wanneer de analoge ingangsspanning kleiner is dan V_x, het uitgangssignaal nul is, en wanneer zij groter is dan V_x, het uitgangssignaal van de Schmitt-trigger 1 is. Vandaar de benaming analoog-digitaal omvormer (of analoog-digitaal komparator). Toepassingen zijn in het gedeelte van het boek „praktische schakelingen" gegeven.

4.9 Symbolen voor blokschema's

Er zijn verschillende manieren om „en" en „of" schakelingen aan te duiden. Er bestaan nog geen normen, wel diverse voorstellen. Voor elektronische toepassingen, als b.v. bij machinebesturingen, zijn de voorstellen ons inziens niet de gunstigste.

In fig. 4.9–1 zijn in de eerste twee rijen de gebruikelijke symbolen voor „en" en „of" schakelingen getekend. Aan de eisen, te stellen aan de symbolen, nl. éénduidig (niet makkelijk verwisselbaar) en eenvoudig herkenbaar (het symbool moet de schakeling symbolisch voorstellen) voldoen het best de symbolen 1 *D* en 2 *D*. Voor het „en" symbool hebben wij het internationale

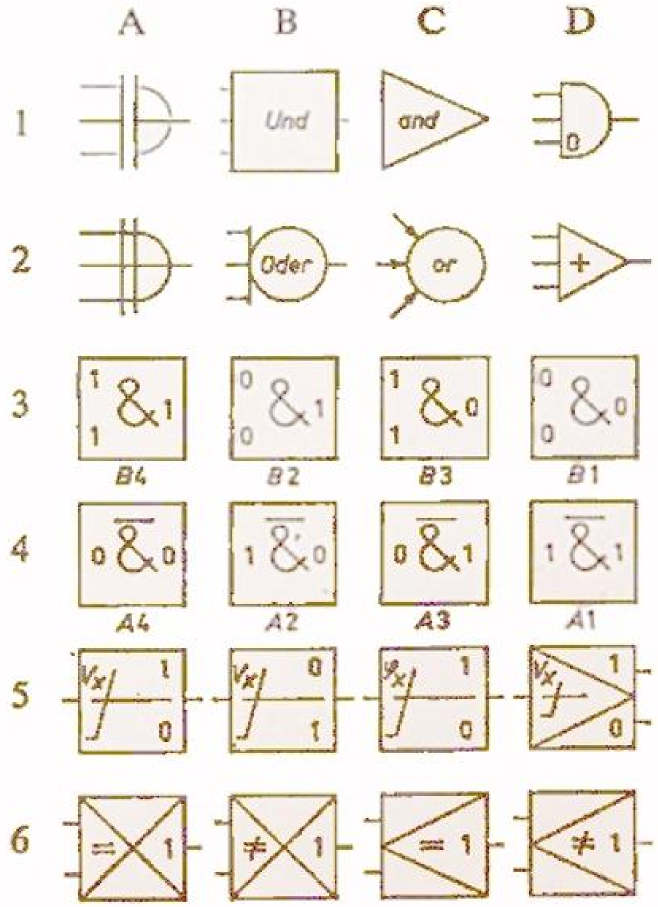


Fig. 4.9–1

&-teken gekozen, en als „of" symbool het geïnverteerde symbool $\overline{\&}$, dat ook met de waarheid overeenstemt (zie rijen 3 en 4 in fig. 4.9–1).

Om bovendien de signaalniveaus in de schakeling makkelijk te kunnen volgen, omvat het symbool tevens de uitgangssignalen en de ingangssignalen die hiervoor nodig zijn. De symbolen vertonen overeenstemming met de logische schakelingen.

Een „en" en een „of" schakeling kunnen schakeltechnisch gelijk zijn (zie fig. 4.6–3). Op grond van deze overeenstemming zijn de rijen 3 en 4 samengesteld, met de bijbehorende inversen onder elkaar.

Kolom A bevat in rij 3 een „en" schakeling voor een uitgangssignaal 1 met een ingangssignaal 1 bestuurd; dezelfde schakeling (rij 4) bevat ook een „of" schakeling voor een uitgangssignaal 0 met ingangssignaal 0 bestuurd. In kolom B bevat rij 3 evenzo een „en" schakeling voor een uitgangssignaal 1 met een ingangssignaal 0, ook bereikbaar (rij 4) als „of" schakeling voor een uitgangssignaal 0 met een ingangssignaal 1 bestuurd.

Kolom C rij 3: een „en" schakeling voor een uitgangssignaal 0 met een ingangssignaal 1, tevens bereikbaar (rij 4) als „of" schakeling voor een uitgangsssignaal 1 met een ingangssignaal 0. Kolom D, resp. rijen 3 en 4: een „en" schakeling voor een uitgangssignaal 0 met een ingangssignaal 0, of een „of" schakeling voor een uitgangssignaal 1 met een ingangssignaal 1. In rij 5 geven wij symbolen voor analoog-digitaal komparators; kolom A een uitgangssignaal 0 met $V < V_x$ en een uitgangssignaal 1 met $V > V_x$.

Kolom B: een uitgangssignaal 1 met $V < V_x$ en een uitgangssignaal 0 met $V > V_x$. Kolom C geeft geen spanningsafhankelijkheid maar een mogelijkheid, b.v. als faze-grootte. Kolom D geeft een analoog-digitaal komparator met inverse uitgangen. In rij 6 zijn ten slotte de digitale gelijk/ongelijk komparators aangegeven.

In de kolommen A en C: uitgangssignaal 1 voor gelijke signalen; kolommen B en D; uitgangssignaal 0 voor gelijke signalen, d.w.z. uitgangssignaal 1 voor ongelijke signalen.

HOOFDSTUK 5

FOTOTRANSISTORS ALS SCHAKELAAR

Er is geen principieel verschil tussen de berekening van de transistor als schakelaar en de fototransistor als schakelaar.

Volgens de in hoofdstuk 1 vastgelegde berekeningsmethoden kan ook de fototransistorschakelaar ontworpen worden.

Bij fototransistors wordt de lekstroom I_{CEO} voorgesteld door de z.g. donkerstroom I_{CEO}, terwijl in de I_C — V_{CE} karakteristieken niet de basisstroom maar de verlichtingssterkte als parameter is aangeduid.

De van vroeger bekende waarde van I_{B1} (als minimale basisstroom voor de geleidende toestand) moet bij fototransistors bereikt worden met een bepaalde minimale verlichtingssterkte.

Bij grotere verlichtingssterkte wordt de collectorstroom niet verder uitgestuurd omdat de collectorweerstand deze stroom (de z.g. lichtstroom, in tegenstelling tot de donkerstroom) begrenst. De gevoeligheid van de fototransistor is het grootst bij $R_{BE} \rightarrow \infty$, d.w.z. wanneer de basis niet is aangesloten. De normale transistorschakelaar is kwetsbaar bij hogere temperaturen in uitgeschakelde toestand. Dit geldt evenzeer voor fototransistors (zie fig. 5.1 -1).

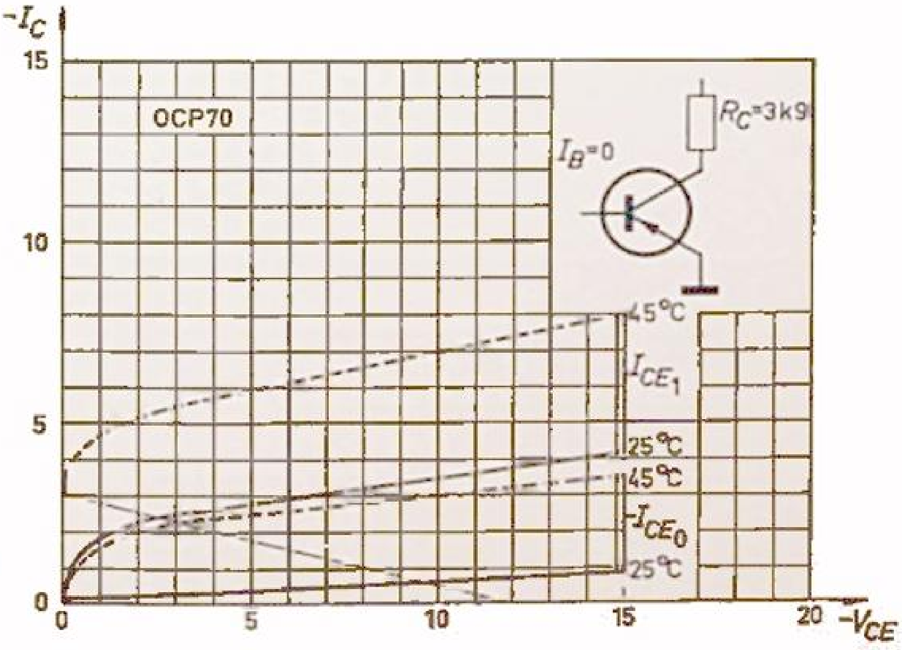


Fig. 5.1–1

De donker- resp. lichtstroom is aangeduid met I_{CEO} en I_{CEI}, en wel bij 25 °C en 45 °C. Uit fig. 5.1–1 blijkt tevens dat de donkerstroom bij 45 °C de lichtstroom bij 25 °C nadert.

Het bijschakelen van een basis-emissorweerstand vermindert dit effect, eventueel gecombineerd met een positieve basis-voorspanning.

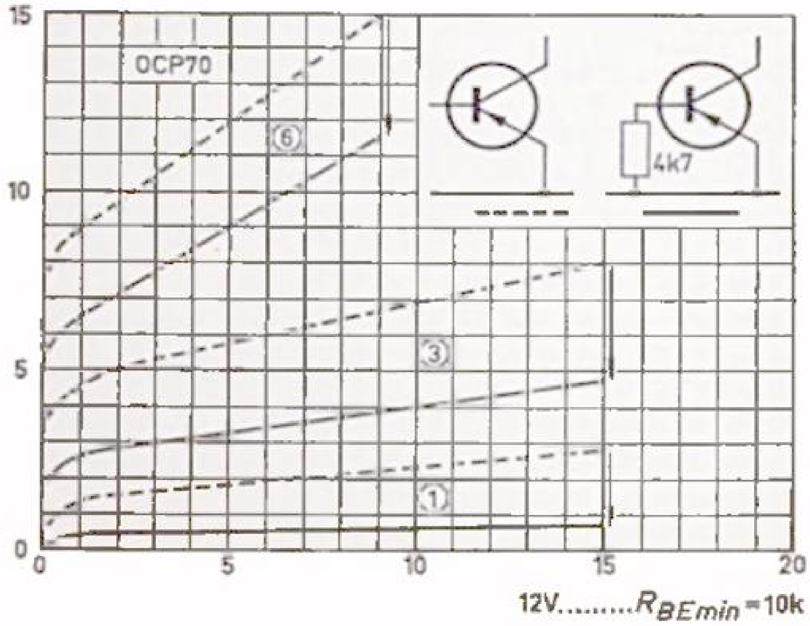


Fig. 5.1–2

Bij een OCP 70 fototransistor met $R_{BE} = 4{,}7\ \text{k}\Omega$ b.v. loopt de gevoeligheid terug, zoals blijkt uit fig. 5.1–2, bij dezelfde verlichtingssterkte met en zonder R_{BE}. De procentuele afname van de gevoeligheid is af te lezen uit fig. 5.1–3. Hieruit blijkt dat bij grote verlichtingssterkten de relatieve gevoeligheidsafname x het kleinst is en het minst afhankelijk van variaties in de verlichtingssterkte.

Daarom is het aanbevelenswaardig om bij toepassing van fototransistors ongevoelige instellingen te gebruiken met hoge verlichtingssterkte voor de besturing.

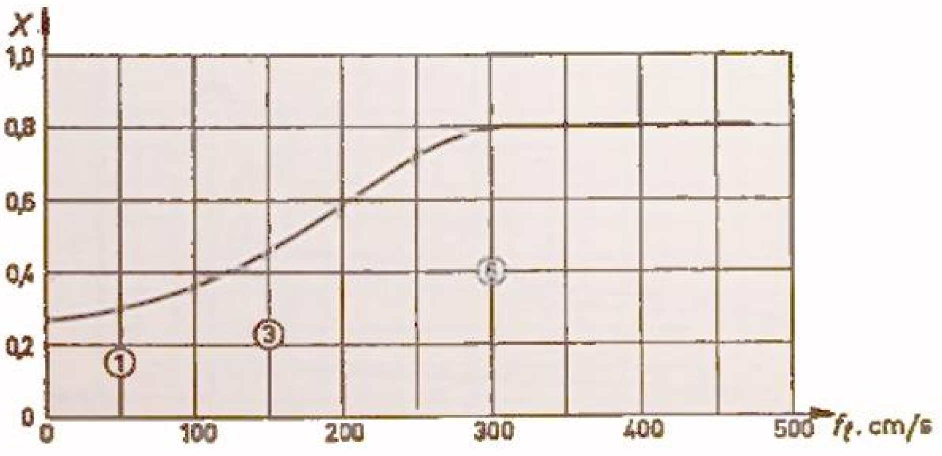


Fig. 5.1–3

De grotere moeilijkheden bij gebruik van fototransistors, veroorzaakt door de temperatuurafhankelijkheid, liggen niet in de digitale techniek met de fototransistor als schakelaar, maar bij de toepassing als versterker in de analoge techniek.

Uit de transistorgegevens volgt dat bij open basis voor de OCP 70, $V_{CEM} = 7{,}5$ V.

Voor de te verwachten laagste temperatuur volgt uit de gegevens een te verwachten kleinste donkerstroom I_{CEO}. Hieruit volgt bij een bepaalde $V_1 > V_{CEM} = 7{,}5$ V, een minimale collectorweerstand R_{min} (met open basis). In fig. 5.2-1 is dit aangeduid voor $V_1 = -12$ V. Bij minimum omgevingstemperatuur van 25 °C volgt uit de te verwachten I_{CEO} dat $R_{min} = 15$ kΩ om te bereiken dat $V_{CE} = 7{,}5$ V.

Uit de gegevens is echter af te leiden dat bij een omgevingstemperatuur $T_{amb} = 32$ °C $V_{CE} = 2$ V is, en bij $T_{amb} = 34$ °C, $V_{CE} = 0{,}3$ V, dit ten gevolge van de met de temperatuur toegenomen donkerstroom.

Het verdient dus aanbeveling om voor een OCP 70 de collectorweerstand klein te kiezen, evenals de voedingsspanning V_1. Om nu toch bij minimaal te verwachten temperaturen en verlichtingssterkte nul $V_{CE} \leqslant V_{CEM} = 7{,}5$ V te houden, kan via een basis-voorstroom de collectorstroom zoveel vergroot worden dat, ondanks de lagere collectorweerstand, $V_{CE} < 7{,}5$ V (zie fig. 5.2–2).

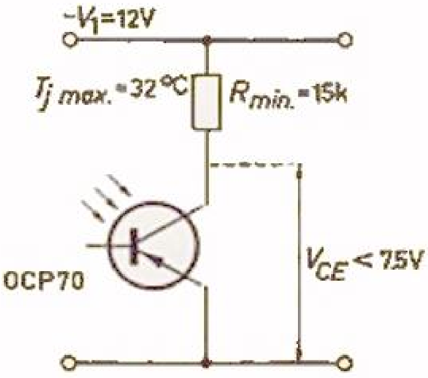


Fig. 5.2–1

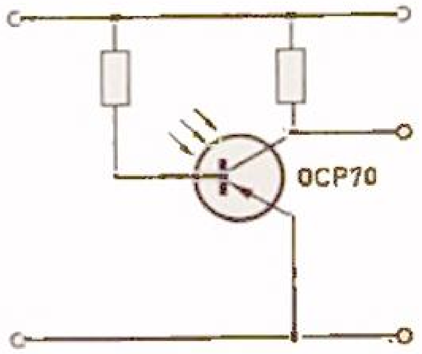


Fig. 5.2–2

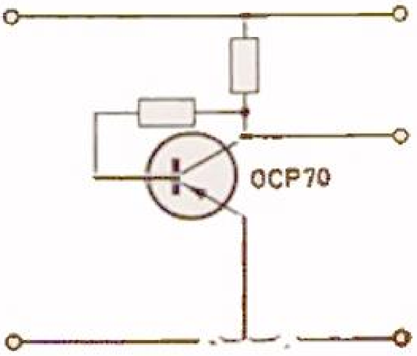


Fig. 5.2–3

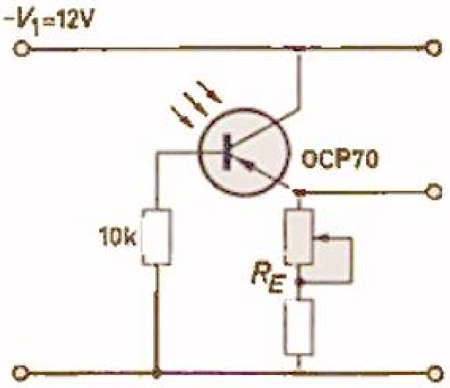


Fig. 5.2–4

De variatie volgens fig. 5.2–3 brengt het voordeel mee uit de versterkertechniek, dat er een stabiliserende tegenkoppeling optreedt.

De fototransistor kan eveneens als emissorvolger geschakeld worden (zie fig. 5.2–4).

Een voedingsspanning van 12 V tussen collector en emissor is toegestaan mits $R_{BE} \leqslant 12\ \mathrm{k\Omega}$.

Enige praktische schakelingen ter oriëntatie zijn nog gegeven in de hoofdstukken 6 en 8.

HOOFDSTUK 6

DE BISTABIELE VIBRATOR ALS FREQUENTIEDELER EN TELLER

Zoals in § 3.1 is beschreven, heeft de bistabiele vibrator twee stabiele standen en twee inverse uitgangen. Deze vibrator heeft bovendien een geheugenkarakter; hij blijft namelijk staan in de toestand welke gecommandeerd wordt door het laatste bestuursignaal, ook al is dit bestuursignaal niet meer aanwezig zoals na een elektrische stuurimpuls.

Door het combineren van enige bistabiele vibrators die elkaar besturen, komt men tot een aantal interessante schakelingen. Deze schakelingen zijn bruikbaar om een aantal impulsen te tellen. De eindstand van de gecombineerde schakeling geeft een bepaalde informatie over het aantal binnengekomen impulsen. Deze informatie is niet direct in decimale cijfers beschikbaar, maar kan met behulp van logische schakelingen in decimale cijfers vertaald worden (decoderen). Over deze techniek spreken wij in hoofdstuk 6.

6.1 Coderen met bistabiele vibrators

In fig. 6.1–1 is een bistabiele vibrator voor het tellen van impulsen weergegeven. De vibrator heeft twee uitgangen: Q_1 en Q_2. Wij nemen als begintoestand aan dat $Q_1 = 1$ en $Q_2 = 0$. Om de vibrator om te schakelen kan men òf direct besturen op de bases 9 of 4, òf via een differentiërend netwerk (dit laat alleen de impulsflanken door) op de ingangen 2 of 3. De vibrator slaat om indien het bestuursignaal invers is met het op de basis aanwezige signaal (basis-besturing).

De ingangen 2 en 3 zijn gepolariseerd met behulp van de diodes, zodat alleen een positief lopende flank van een impuls de vibrator kan omschakelen. Worden nu de ingangen 2 en 3 doorverbonden en de impulsen uit fig. 6.1–2 hierop gezet, dan zal de positief lopende (achter-) flank van impuls 1 de transistor Tr_2 triggeren en slaat de schakeling om. Tr_1 kan niet getriggerd worden met een positief triggersignaal omdat hij al signaal 0 had. (Tr_1 kan alleen door een negatief triggersignaal getriggerd worden; dit wordt echter niet door de diodes doorgegeven).

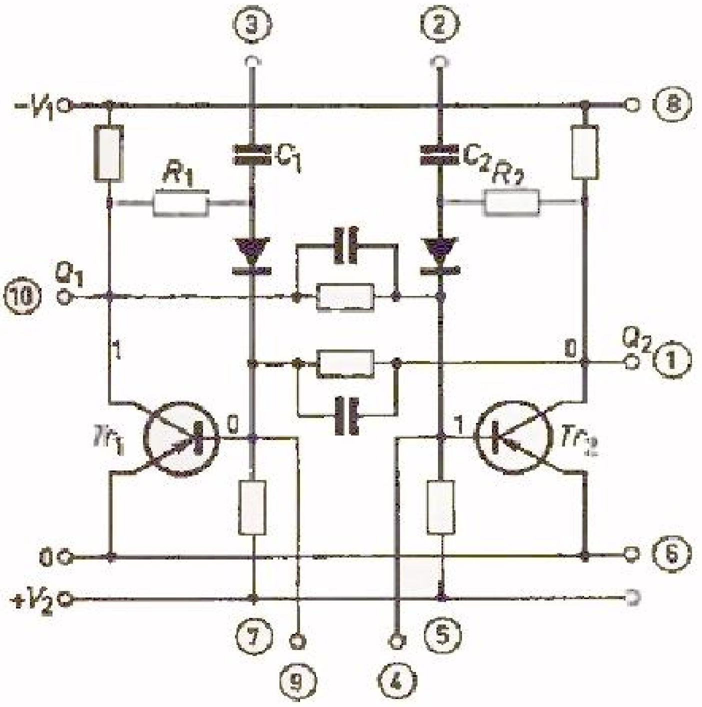


Fig. 6.1–1

In de tweede rij van fig. 6.1–2 zien we de van de triggerimpulsen op de ingang afgeleide positieve flanken aanwezig op de bases van de transistors. Na de eerste impuls 1 zijn de uitgangssignalen van de vibrator geïnverteerd: $Q_1 = 1$ en $Q_2 = 0$.

Na de tweede impuls op de ingangen 2 en 3 zal transistor Tr_1 getriggerd worden omdat hij een signaal 1 heeft. De vibrator slaat nu terug naar de beginstand met $Q_1 = 0$ en $Q_2 = 1$. Dit proces herhaalt zich met de binnenkomende impulsen 3, 4, enz. Alle oneven impulsen schakelen om, en de even-impulsen schakelen terug. In de beginstand en na alle even impulsen heeft dus Q_2 een signaal 0. Na een bepaald aantal impulsen is direct te zeggen of

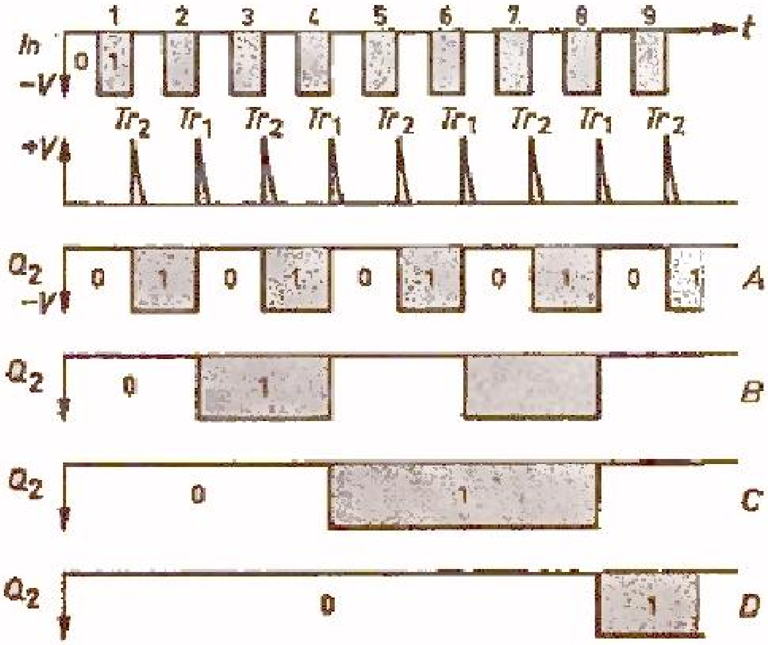


Fig. 6.1–2

het aantal even of oneven was, naar gelang Q_2 of Q_1 een signaal 0 voert.

In de derde rij van fig. 6.1–2 zijn de uitgangssignalen van Q_2 aangegeven; een vergelijking met de eerste rij toont duidelijk aan dat de herhalingsfrequentie van de impulsen door twee gedeeld is. De bistabiele vibrator is dus ook geschikt om de aangeboden impulsfrequentie door twee te delen. Men noemt deze vibrator dan ook wel een tweedeler.

Door achter een tweedeler weer een tweedeler te schakelen, krijgt men een vierdeler, met drie tweedelers achter elkaar een achtdeler, en met vier tweedelers een zestiendeler, zoals in fig. 6.1–3 is getekend. Hierin wordt als beginstand aangenomen $Q_2 = 0$ voor alle tweedelers in de combinatie, zodat voor een aantal impulsen $A = 0$ een code 0000 aan de uitgangen Q_2 geldt. Om op elk ogenblik in de beginstand 0000 te kunnen terugkeren, moet aan de bases van de transistors Tr_2 in de tweedelers (aansluiting 4) een negatief signaal gezet worden. De schakeling om dit te bereiken noemt men „reset"- of herstel-schakeling. De diodes zijn koppelelementen voor negatieve „reset"signalen en ontkoppelelementen tussen de tweedelers gedurende het tellen.

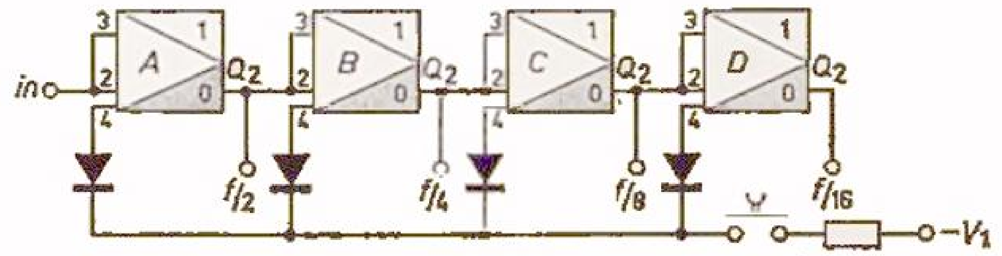


Fig. 6.1–3

Het is ook mogelijk met een positief signaal op de nulstand terug te keren; in dat geval moeten de diodes omgepoold worden; dit signaal wordt toegevoerd aan de basis van Tr_1 via aansluiting 9 (als voorbeeld zie fig. 7.3–19). In fig. 6.1–2 is nog duidelijk te zien dat op de uitgangen Q_2 bij de vier tweedelers de herhalingsfrequenties trapsgewijs door twee zijn gedeeld, d.w.z. totaal 2^n, waarin n = aantal trappen.

Wanneer frequentiedelers gevraagd worden, die niet in de reeks 2^n liggen, dan moeten speciale schakelingen worden gemaakt. Als voorbeeld wordt

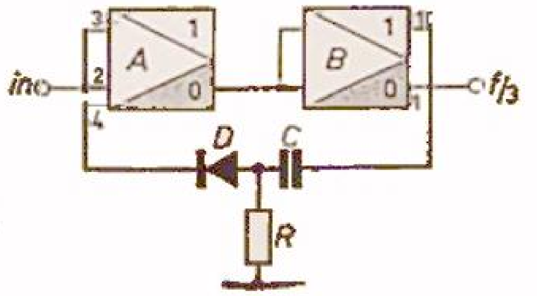


Fig. 6.1–4

een driedeler behandeld, als getekend in fig. 6.1–4. Hierbij gaat men uit van de eerstvolgende (grotere) 2^n deler, welke in dit geval de vierdeler is.

Van de vierdeler zijn de schakelstanden in tabel 6.1–5 gerangschikt, afgeleid van de eerste twee tweedelers *A* en *B* uit fig. 6.1–2. Voor een driedeler moet één stand overgeslagen worden. Schakeltechnisch is het eenvoudig te realiseren de stand na de tweede impuls zelftriggerend te maken, waardoor deze doorloopt naar de derde stand van een vierdeler zonder dat daar een impuls van buiten voor nodig is. Dit is in tabel 6.1–6 weergegeven.

TABEL 6.1-5

Puls No.	Q_1	
	A	*B*
0	0	0
1	1	0
2	0	1
3	1	1
4	0	0
5	1	0

TABEL 6.1-6

Puls No.	Q_1	
	A	*B*
0	0	0
1	1	0
2	0	1
(3)	1	1
3	0	0
4	1	0

De schakeling met deze eigenschap ziet men in fig. 6.1–4. Na de tweede impuls schakelt de tweede tweedeler (*B*) om. Aan de uitgang Q_1 (aansluiting 10) verandert dan het signaal 1 in 0; deze positieve flank wordt via de differentiator *C–R* en de diode *D* teruggevoerd naar de basis van de tweede transistor Tr_2 van tweedeler *A*. Dit teruggevoerde signaal triggert de tweedeler *A* ogenblikkelijk opnieuw, waardoor deze in de derde stand van een vierdeler komt. Volgt nu aan de ingang van buitenaf een derde impuls, dan komt de (uitgebreide) vierdeler in de vierde stand, d.w.z. de „nulstand" te staan.

De signaalsprongen aan de uitgangen van de beide tweedelers zijn getekend in fig. 6.1–7. Hierin blijkt dat tweedeler *A* na de tweede impuls niet in zijn nieuwe stand kan blijven staan maar gedwongen wordt een stand verder te lopen (d.w.z. in dezelfde stand te blijven verkeren).

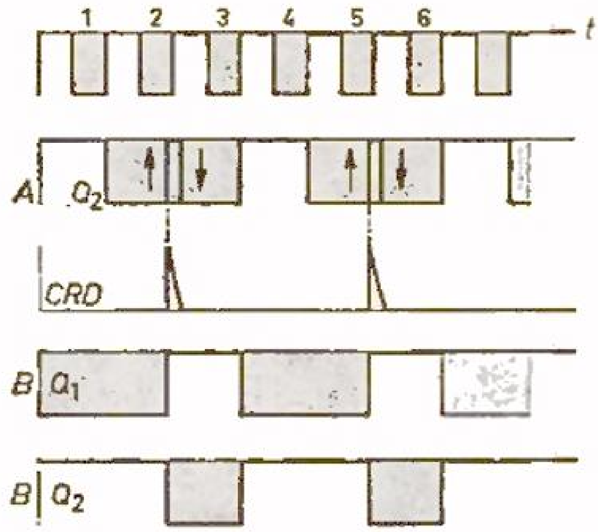


Fig. 6.1–7

De oorspronkelijke vierdeler heeft vier stabiele standen; de gewijzigde uitgebreide „vierdeler" in fig. 6.1–4 heeft er drie, zodat aan de eisen van een driedeler is voldaan.

In tabel 6.1–8 is een overzicht gegeven van de mogelijke standen van de uit vier tweedelers gevormde zestiendeler van fig. 6.1–3. In de eerste vier kolommen zijn de uitgangen genoemd van de diverse tweedelers die signaal 1 voeren. In de beginstand zijn alle Q_2-signalen nul, er zijn dus alleen Q_1-signalen. Na de eerste impuls schakelt A om, en wordt Q_2 signaalvoerend. Na de tweede impuls op de ingang schakelt A terug en B door (zie signaalstanden aangegeven in fig. 6.1–2. Men breide deze figuur eens uit tot 16 standen.)

In de volgende vier kolommen van tabel 6.1–8 is alleen het Q_2-signaal gegeven; het signaal 1 is gearceerd aangeduid. Na 16 standen blijkt dat we op de nulstand terugkomen, terwijl van de 16 standen geen twee standen gelijk zijn, d.w.z. aan deze 16 standen kan men cijfers toekennen, het z.g. coderen. Het ligt voor de hand de code uit te drukken in de cijfers 0 en 1; in de laatste kolommen is dit weer aangeduid voor het signaal op uitgang Q_2 (code).

Kennen wij aan het signaal 0 van Q_2 het getal 0 toe, en aan het signaal 1 van uitgang Q_2 van tweedeler A een waarde $g_A = 1$; aan dat van tweedeler B een waarde $g_B = 2$, aan dat van C een waarde $g_C = 4$, en ten slotte aan dat van D evenzo $g_D = 8$, dan blijkt het decimale volgnummer van de ingangsimpuls de som van $g_A + g_B + g_C + g_D$ te zijn. Zo is b.v. de binaire code van het cijfer 5 (de stand na de vijfde impuls aan de uitgangen Q_2): $A\ B\ C\ D$,

1 0 1 0

en: $\Sigma g = 1 + 0 + 4 + 0 = 5$.

Hierop kan echter niet dieper worden ingegaan, zodat de geïnteresseerde lezer wordt verwezen naar de litteratuurlijst.

TABEL 6.1–8

A	*B*	*C*	*D*	*A*	*B*	*C*	*D*		Q_A	Q_B	Q_C	Q_D			a_x
Q_1	Q_1	Q_1	Q_1					0	0	0	0	0			a_0
Q_2	Q_1	Q_1	Q_1	■				1	1	0	0	0			a_1
Q_1	Q_2	Q_1	Q_1		■			2	0	1	0	0			a_2
Q_2	Q_2	Q_1	Q_1	■	■			3	1	1	0	0			a_3
Q_1	Q_1	Q_2	Q_1			■		4	0	0	1	0			a_4
Q_2	Q_1	Q_2	Q_1	■		■		5	1	0	1	0			a_5
Q_1	Q_2	Q_2	Q_1		■	■		6	0	1	1	0			a_6
Q_2	Q_2	Q_2	Q_1	■	■	■		7	1	1	1	0			a_7
Q_1	Q_1	Q_1	Q_2				■	8	0	0	0	1	0 ↑		a_8
Q_2	Q_1	Q_1	Q_2	■			■	9	1	0	0	1	↑		a_9
Q_1	Q_2	Q_1	Q_2		■		■	10	0	1	0	1			a_{10}
Q_2	Q_2	Q_1	Q_2	■	■		■	11	1	1	0	1			a_{11}
Q_1	Q_1	Q_2	Q_2			■	■	12	0	0	1	1			a_{12}
Q_2	Q_1	Q_2	Q_2	■		■	■	13	1	0	1	1			a_{13}
Q_1	Q_2	Q_2	Q_2		■	■	■	14	0	1	1	1	→	8	a_{14}
Q_2	Q_2	Q_2	Q_2	■	■	■	■	15	1	1	1	1	→	9	a_{15}
Q_1	Q_1	Q_1	Q_1					0	0	0	0	0		0	a_0
				1	2	3	4	decimaal							a_x
				g_1	g_2	g_3	g_4								
				Binair											
				$\Sigma g = g_1 + g_2 + g_3 + g_4 = a_x$											

Voor praktische toepassing van delers is het gewenst tiendelers te gebruiken, ter aansluiting op ons decimale stelsel. Er zijn verschillende methodes om uit een zestiendeler een tiendeler te maken; twee veel gebruikte methoden zijn aangegeven in de fig. 6.1–9 en 6.1–10. In fig. 6.1–9 is de stand van de vier tweedelers getekend na de zevende impuls. De code van 7 is 1110 (zie ook tabel 6.1–8). Bij de achtste impuls schakelen alle tweedelers om en wordt de

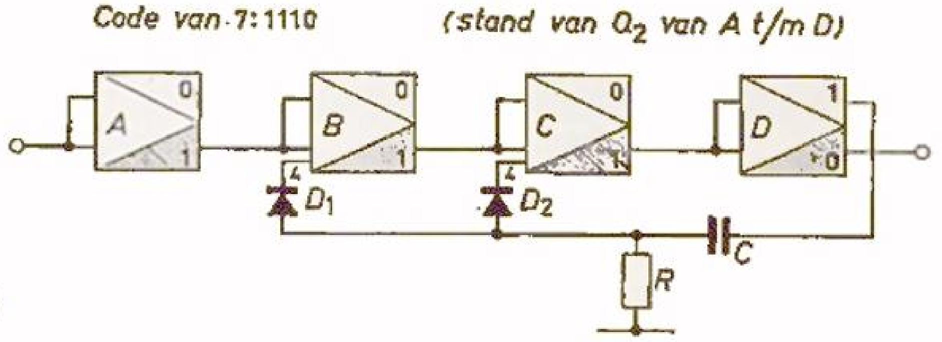


Fig. 6.1-9

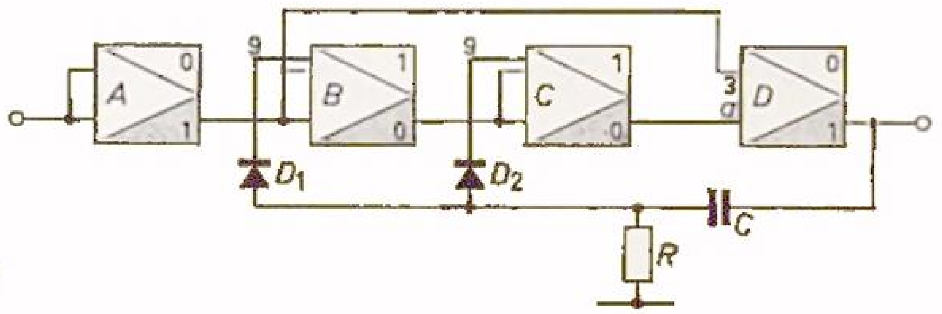


Fig. 6.1-10

code voor een kort ogenblik 0001, maar wanneer de laatste tweedeler *D* omschakelt, triggert deze *B* en *C* weer om naar 1; de code voor de achtste impuls wordt dan ten slotte 0111 (fig. 6.1-9). Zoals blijkt uit tabel 6.1-8, is dit de code van het cijfer 14. Bij de negende impuls schakelt alleen *A* om, zodat de code 1111 wordt (oude code voor 15, nieuwe code voor 9), en bij de tiende impuls worden alle tweedelers weer omgeschakeld op 0000. De schakeling voldoet dus aan de eisen van een tiendeler. Een andere mogelijkheid van een tiendeler is, om na het bereiken van stand 9 (code 1001), bij de volgende impuls terug te springen op 0000.

De schakeling hiervoor is aangegeven in fig. 6.1-10. Bij de tiende impuls schakelt tweedeler *A* van 1 naar 0, en deze stuurt *B* van 0 naar 1 en *D* van 1 naar 0. De signaalterugvoering via de differentiator *CR* en beide diodes naar *B* en *C* schakelt *B* terug naar 0 en voorkomt dat tweedeler *C* door het omschakelen van *B* omschakelt naar 1. De tiende impuls geeft dus de stand 0000, zodat weer een tiendeler verkregen is.

Met deze signaalterugvoering zijn dus willekeurige delers op te bouwen. Voor drie voorbeelden is de methode aangeduid; de lezer kan b.v. een vijf-, zes- en zevendeler afleiden uit een achtdeler. In het aanhangsel zijn enkele oplossingen schematisch weergegeven.

In fig. 6.1-11 zijn twee met elkaar gekoppelde bistabiele schakelingen getekend. Er is hier echter een kenmerkend verschil met het triggersysteem uit fig. 6.1-1. Om dit verschil duidelijker te doen zien, is in fig. 6.1-11 alleen het triggergedeelte weergegeven (de onderdelen die voor het begrip niet essentieel zijn, zijn weggelaten). Het triggeren in fig. 6.1-1 verloopt zoals

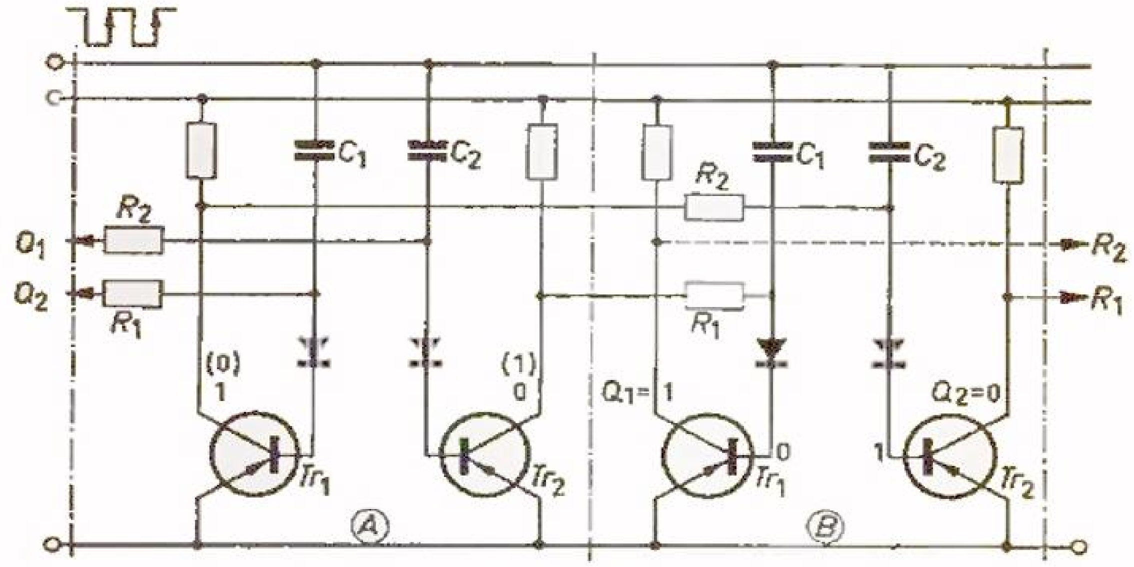


Fig. 6.1–11

reeds vermeld. De aansluitingen 2 en 3 zijn doorverbonden, de diodes geven alleen de positieve flanken door. In de getekende stand kan alleen Tr_2 getriggerd worden, omdat:

1) het positieve triggersignaal alleen die transistor schakelt waarop signaal 1 staat dat negatief is. Dit signaal staat alleen op de basis van Tr_2 (de positieve flank van het triggersignaal passeert de rechter diode omdat weerstand R_2 via Tr_2 aan aarde ligt, zodat de diode zonder triggersignaal een kleine stroom in de doorlaatrichting voert);
2) de basis van Tr_1 signaal 0 heeft, dus gesperd is en niet door een positief signaal getriggerd kan worden;
3) bovendien R_1 praktisch aan de negatieve voedingsspanning $-V_1$ ligt, zodat de linker diode hiermee is gesperd.

Deze laatste omstandigheid is het kernpunt in de in fig. 6.1–11 getekende bistabiele schakeling. Hier zijn de differentiatorweerstanden R_1 en R_2 niet aan de eigen collector van de bistabiele trap aangesloten, maar aan die van de vorige trap. De weerstand R_1 van Tr_1 in trap *B* is dus niet aan de collector van Tr_1 in trap *B* verbonden, maar aan de collector van Tr_2 in trap *A*. Evenzo ligt R_2 van Tr_2 in trap *B* niet aan de collector van Tr_2 in *B*, maar aan die van Tr_1 in trap *A*. Alle ingangscondensatoren C_1 en C_2 van alle trappen zijn met elkaar verbonden. Dit heeft tot gevolg dat het ingaande triggersignaal alle trappen tegelijk zal bereiken.

Bij de hiervoor behandelde frequentiedelers kwam het triggersignaal op trap *A*; *A* stuurde *B*, *B* weer *C*, enz.

In fig. 6.1–11 zal een binnenkomend triggersignaal alle trappen tegelijk bereiken. Om een trap in de andere stand te kunnen brengen, moet aan één

voorwaarde worden voldaan; de transistor die signaal 1 op de basis voert, moet een differentiatorweerstand (R_1 of R_2) hebben die op nulpotentiaal ligt (géén negatieve voorspanning), omdat anders de diode de positieve flank niet doorlaat.

Wat doet nu trap B in 6.1–11?

Trap B heeft de standen $Q_1 = 1$ en $Q_2 = 0$, welke standen ook trap A heeft. In trap B voert Tr_2 signaal 1 op de basis, maar kan niet getriggerd worden omdat R_2 aan de collector van Tr_1 in trap A ligt, die signaal 1 voert. Tr_1 van de trap B heeft dus een basissignaal 0 en kan dus niet getriggerd worden. Trap B zal dus ondanks het triggersignaal niet van stand veranderen, en houdt dus de stand die de vorige trap A had (dezelfde stand als B). Wanneer A echter $Q_1 = 0$ en $Q_2 = 1$ heeft (in fig. 6.1–11 tussen haakjes aangeduid), dan zijn de voorwaarden voor trap B veranderd. Tr_2 in trap B heeft nu een basissignaal 1, zijn differentiatorweerstand ligt nu echter op aardpotentiaal. Het binnenkomende triggersignaal zal nu B wel omschakelen tot $Q_1 = 0$ en $Q_2 = 1$, d.w.z. trap B neemt de stand van trap A over. Het is ook zo voor te stellen dat het triggersignaal de stand van trap A naar trap B doorschuift. Wegens deze karakteristieke eigenschap heeft men aan dit type schakelingen de naam „schuifregister" gegeven, omdat de standen van alle trappen van vóór het triggersignaal over de gehele reeks, na het triggersignaal één trap verschoven worden teruggevonden. De complete schakeling van dit schuifregistertype kan men vinden als schakeling FF 2 in fig. 7.3–2.

In fig. 6.1–12 is de z.g. biquinaire teldecade in blokschema opgebouwd uit vijf bistabiele vibrators, welke zijn geschakeld volgens het schuifregistersysteem. De gemeenschappelijke lijn waarlangs de triggersignalen binnenkomen noemt men de schuiflijn. Tussen de trappen ziet men de gekruiste verbindingen, die kenmerkend zijn voor een schuifregister, omdat de uitgang van Tr_1 in trap n naar de ingang van Tr_2 in trap $n + 1$ gaat, en de uitgang van Tr_2 in trap n naar de ingang van Tr_1 in trap $n + 1$. Volgens het beschreven principe neemt trap B door het triggersignaal de stand over van A, trap C van B, trap D die van C en trap E die van D. Trap A neemt echter de geïnverteerde stand van E over, omdat de koppeling van E naar

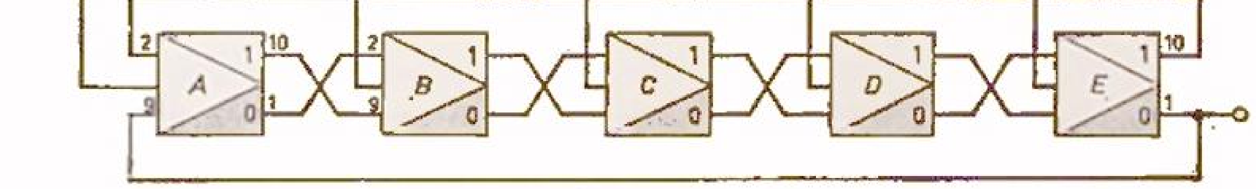


Fig. 6.1–12

A niet gekruist is. Immers, de twee uitgangen van een trap zijn invers, zodat verwisselen van de aansluitingen een invers gevolg zal hebben in signaalstanden. Aangezien er vijf trappen zijn, bestaat de code van deze schakeling (signalen van Q_2) uit vijf getallen 0 of 1.

In tabel 6.1–13 is een overzicht van de mogelijke standen gegeven. Bij 0 impulsen (beginstand) is de stand 00000. Na de eerste impuls neemt *A* de omgekeerde stand van *E* over en wordt 1; *B*, *C*, *D* en *E* nemen de stand van de voorafgaande trap over en blijven dus nul. Na de tweede impuls neemt *A* weer de omgekeerde stand van *E* over en wordt 1, *B* neemt *A* over en wordt 1, *C*, *D* en *E* blijven nog nul, omdat de voorafgaande trappen dit ook waren. Ten slotte zal na de tiende impuls de beginstand met code 00000 weer bereikt zijn. Het overig gedeelte van tabel 6.1–13 wordt bij de decoderingen gebruikt, en zal daar ter sprake komen.

TABEL 6.1–13

Q_1					Q_2						Q_1		Q_2	
A	*B*	*C*	*D*	*E*	*A*	*B*	*C*	*D*	*E*					
0	0	0	0	0	0				0	0	*A*	*E*		
1	0	0	0	0	1	0				1	*B*		*A*	
1	1	0	0	0		1	0			2	*C*		*B*	
1	1	1	0	0			1	0		3	*D*		*C*	
1	1	1	1	0				1	0	4	*E*		*D*	
1	1	1	1	1	1				1	5			*E*	*A*
0	1	1	1	1	0	1				6	*A*			*B*
0	0	1	1	1		0	1			7	*B*			*C*
0	0	0	1	1			0	1		8	*C*			*D*
0	0	0	0	1				0	1	9	*D*			*E*
0	0	0	0	0	0				0	0	*E*		*A*	

Met de conventionele bistabiele vibrator kunnen we tweedelers opbouwen, en uit meerdere tweedelers binaire teleenheden. Voor het decimale stelsel is een viervoudige tweedeler nodig.

Bij het biquinaire systeem voor het decimale stelsel zijn vijf trappen (bistabiele vibrators) nodig. Met dit systeem is frequentiedeling niet direct mogelijk, maar dit schuifregistersysteem geeft nog andere toepassingsmogelijkheden (ringtellers, geheugens), die later behandeld zullen worden. De wat meer uitgebreide opbouw van het biquinaire systeem wordt gecompenseerd door het eenvoudiger decoderingssysteem, zoals zal blijken uit de volgende paragraaf.

6.2 Decodering van binaire stelsels

Het weer omzetten van binaire en andere codes (afkomstig van een van de schakelingen uit de vorige paragraaf) in de oorspronkelijke grootheden, b.v. de getalwaarden uit het tientallige stelsel, noemen wij decoderen.

Dit decoderen kan gebeuren met eenvoudige logische schakelingen. In fig. 6.2–1 is een „en" schakeling getekend met uitgangssignaal 1. Uit fig. 4.6–3 blijkt dat dit type schakeling een „en" schakeling is voor een uitgangssignaal 1 met ingangssignaal 0 (type B_2). De getekende transistors zijn de transistors Tr_2 van de tweedelers. Wanneer alle ingangen aan de basis 0 zijn, heeft de uitgang van de logische schakeling een signaal 1. Gaan we echter uit van het signaal op de collector in plaats van dat op de basis, dan heeft de uitgang van de logische schakeling een signaal 1, indien alle signalen op de collectors 1 zijn. Dan gaat de „en" schakeling uit fig. 4.6–3 over van B_2 in B_4.

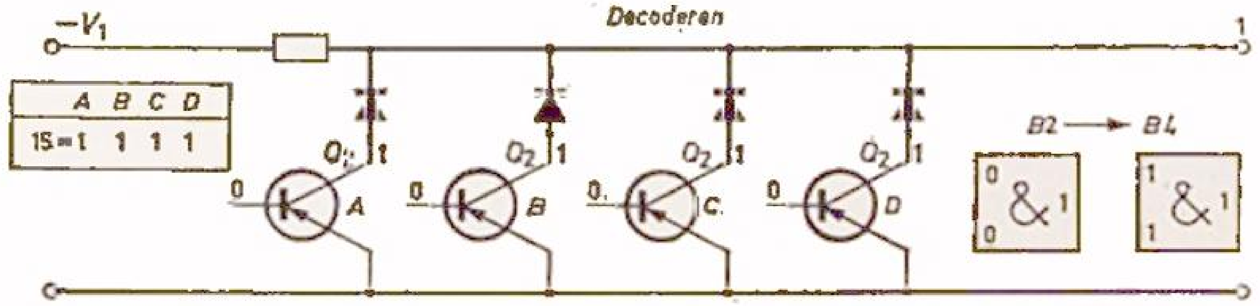


Fig. 6.2–1

Er is dus een uitgangssignaal 1 indien alle collectors een signaal 1 voeren; voor de zestiendeler is dit het geval na de vijftiende impuls uit fig. 6.1–8. Dit kan de negende impuls zijn in de schakeling aangegeven in fig. 6.1–9. Bij alle andere codes heeft de logische schakeling een uitgangssignaal 0. De code voor 0 in het viertallige binaire stelsel is 0000 (voor Q_2-signaal aan de collector van Tr_2).

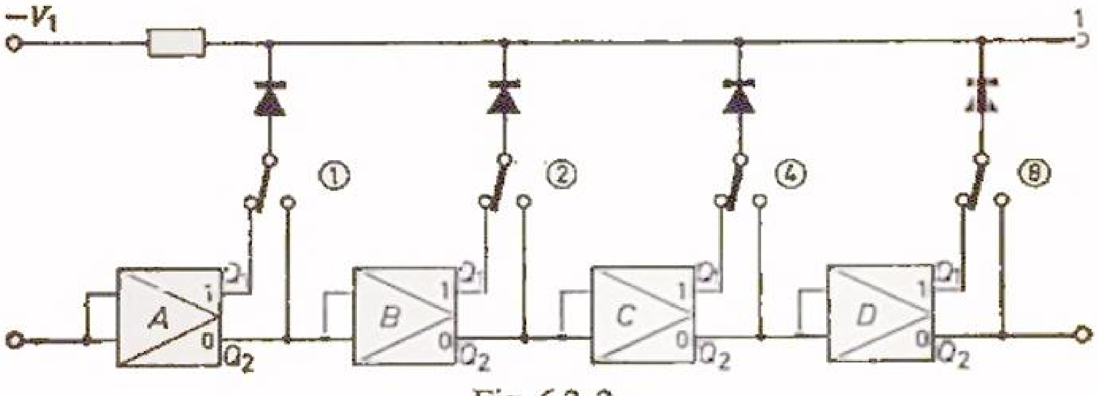


Fig. 6.2–2

Aan de collector van Tr_1 is echter altijd het inverse signaal aanwezig, zodat met dezelfde schakeling op de uitgangen Q_1 de inverse code 1111 gedecodeerd wordt tot 0. Dit is getekend in fig. 6.2–2.

Met een „en" schakeling voor uitgangssignaal 1 bij ingangssignaal 1 kan men alleen decoderen indien alle vier ingangssignalen 1 zijn. De eenvoudigste te decoderen getallen waren 0 en 15. De tussenliggende getallen zal men door instelling van de schakelaars volgens de gegevens uit tabel 6.1–8 kunnen decoderen. Waar in code een 1 staat voor Q_2, moet de schakelaar op Q_2 geschakeld worden; staat in code een 0 voor Q_2, dan moet de schakelaar op Q_1 worden geschakeld. Voor het getal 6 is de code 0110; dan zullen de schakelaars (2) en (4) omgeschakeld moeten worden op Q_2-signaal in fig. 6.2–2. Het nadeel van deze schakeling is dat per cijfer dat gedecodeerd moet worden vier schakelaars zijn in te stellen. Om de instelling eenvoudiger te maken, kan men vier zestienstandige schakelaars op één as monteren.

Voor het tientallige stelsel is hiervan een voorbeeld gegeven in fig. 6.2–3. De methoden blijven gelijk; wanneer b.v. voor het getal 6 de code 0110 is, moeten in stand 6 Q_2 bij B, Q_2 bij C, Q_1 bij A en Q_1 bij D worden aangesloten (zie ook tabel 6.2–4).

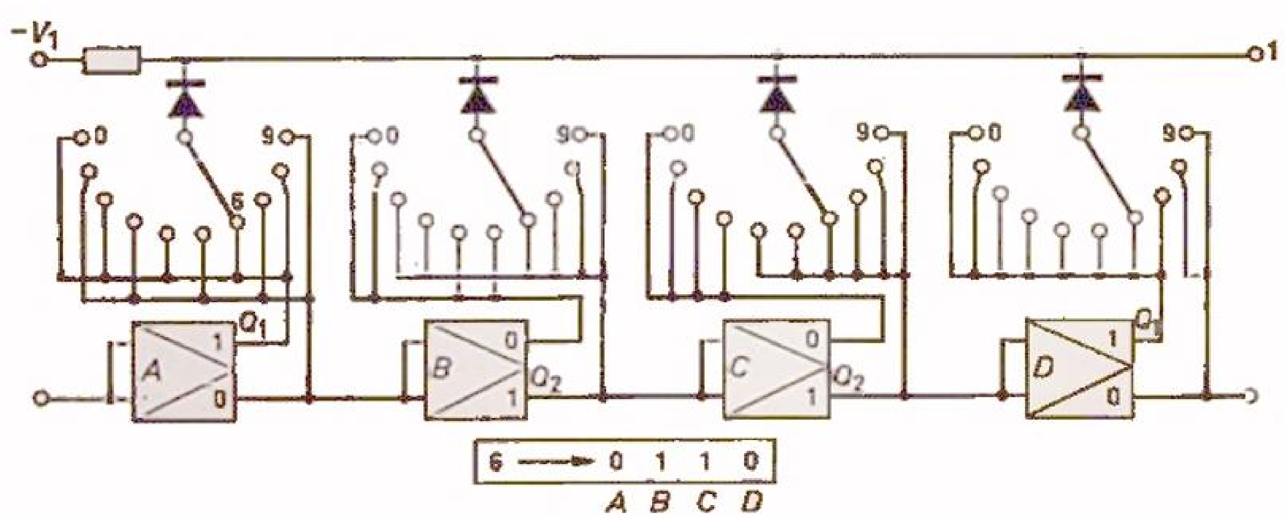


Fig. 6.2–3

TABEL 6.2–4

	A	*B*	*C*	*D*	*A*	*B*	*C*	*D*	*A*	*B*	*C*	*D*	
0									Q_1	Q_1	Q_1		0
1	1				Q_2				Q_2	Q_1	Q_1		1
2		1				Q_2			Q_1	Q_2	Q_1		2
3	1	1			Q_2	Q_2			Q_2	Q_2	Q_1		3
4			1				Q_2		Q_1	Q_1	Q_2		4
5	1		1		Q_2		Q_2		Q_2	Q_1	Q_2		5
6		1	1			Q_2	Q_2		Q_1	Q_2	Q_2	Q_1	6
7	1	1	1		Q_2	Q_2	Q_2		Q_2	Q_2	Q_2	Q_1	7
8		1	1	1	Q_1			Q_2	Q_1			Q_2	8
9	1	1	1	1	Q_2			Q_2	Q_2			Q_2	9

Deze decodeerschakelingen zijn bedoeld om een informatie te ontvangen wanneer het vooraf ingestelde cijfer bereikt wordt (aan de uitgang van de logische schakeling verschijnt dan signaal 1).

Om een willekeurig ingeschreven code uit te lezen (decoderen), moet de schakelaar worden versteld tot het uitgangssignaal van de logische schakeling 1 wordt. Voor getallen van meerdere cijfers is dit een tijdrovende bezigheid, zodat voor dit doel andere logische schakelingen worden gebruikt. Een voorbeeld hiervan is fig. 6.2–5 waarin de decodering van de codes van de schakeling van fig. 6.1–9 gegeven is.

Hierin heeft elk cijfer zijn eigen logische schakeling en een eigen uitgang. Slechts één van deze schakelingen kan op een bepaald ogenblik signaal voeren. Aangezien hier de zestiendeler als tienteller wordt gebruikt, met een sprong van 7 naar 14, zullen de binaire codes van 8, 9, 10, 11, 12 en 13 nooit komen als eindstand. Dit geeft de mogelijkheid de logische schakelingen per uitgelezen getal hier en daar te vereenvoudigen. Het resultaat is, dat niet voor ieder cijfer vier diodes gebruikt behoeven te worden, omdat het cijfer met minder informatie in de tot 10 beperkte reeks van 16 vastligt. Met behulp van tabel 6.1–8 kan men zich ervan overtuigen dat dit inderdaad toelaatbaar is voor een juiste decodering.

In fig. 6.2–6 is fig. 6.2–5 nogmaals getekend, echter in een andere vorm. Deze vorm is analoog aan die van de mathematische matrix; vandaar dat men

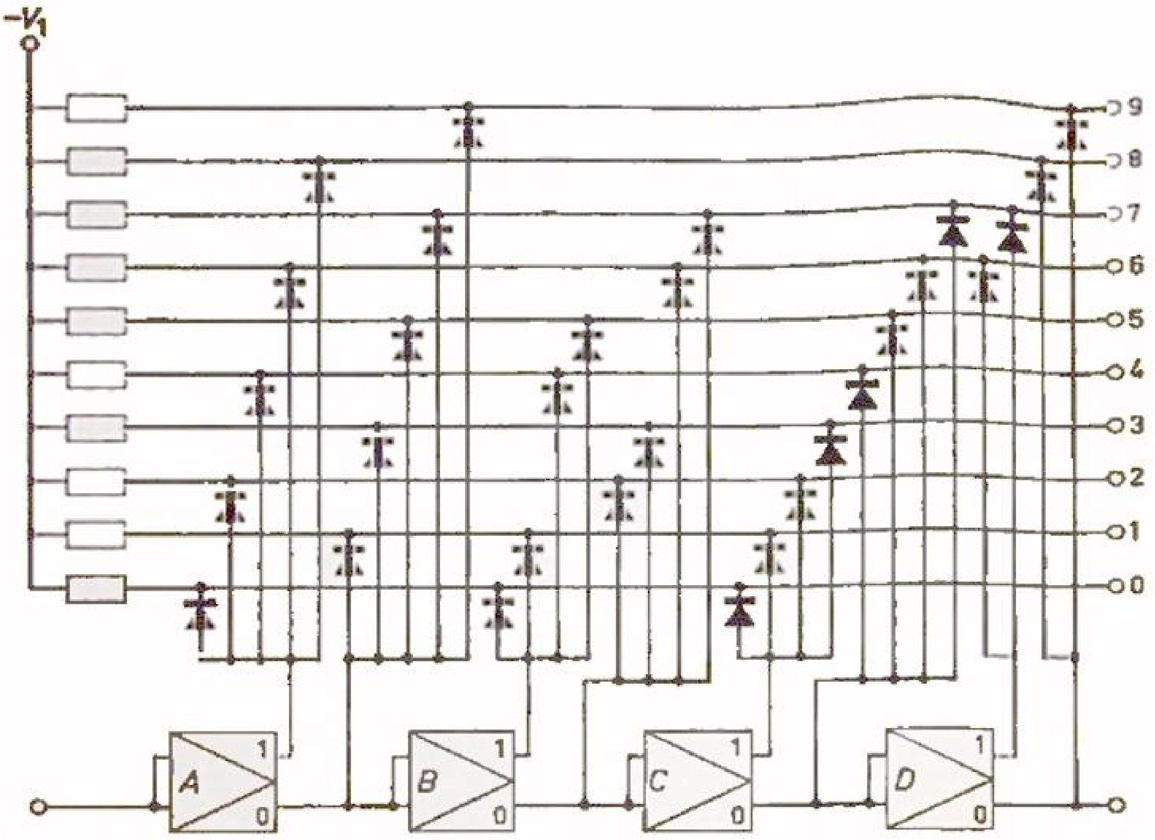
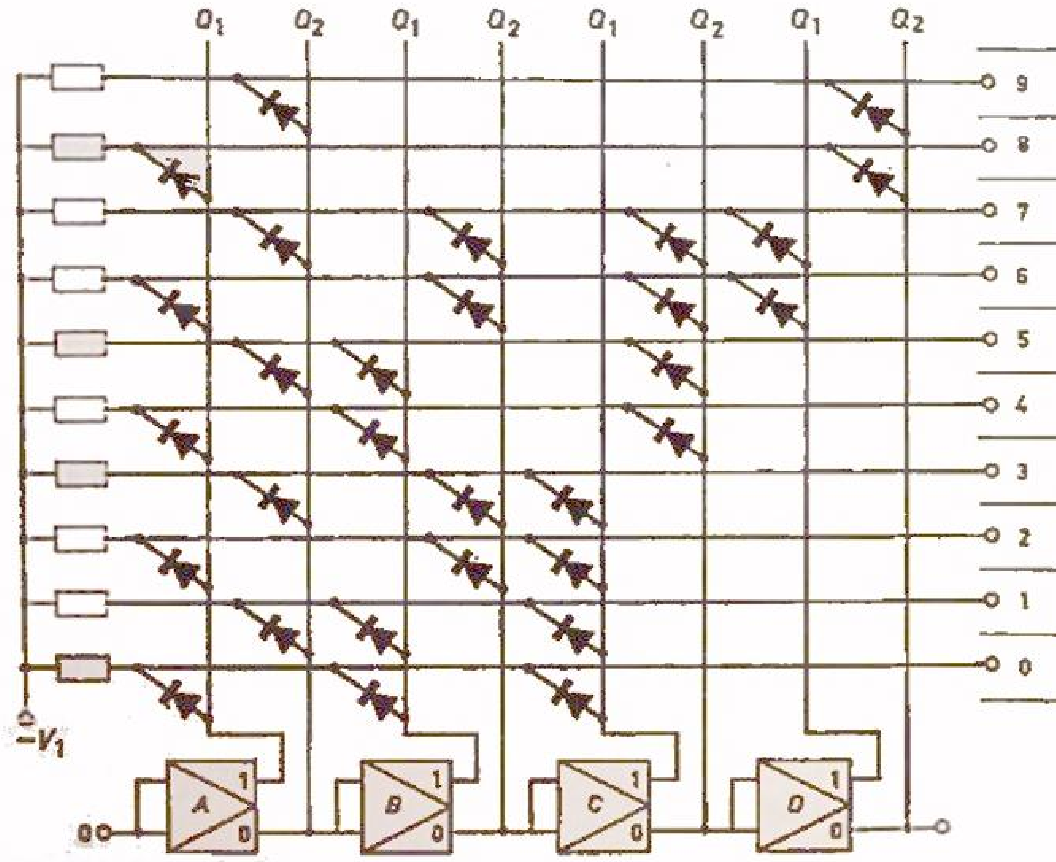


Fig. 6.2–5



Code

	A	B	C	D
9	1	•	•	1
8	0	•	•	0
7	1	1	1	0
6	0	1	1	0
5	1	0	1	•
4	0	0	1	•
3	1	1	0	•
2	0	1	0	•
1	1	0	0	•
0	0	0	0	•

Fig. 6.2–6

hieraan de naam decoderingsmatrix geeft. De verticale lijnen vertegenwoordigen de uitgangen van alle bistabiele trappen; de horizontale lijnen zijn de uitgangen van de logische schakelingen.

Rechts van de matrix zijn de codes aangegeven, echter niet compleet, maar met een punt op de plaats waar een diode is weggelaten. Direct is te zien dat er geen twee dezelfde codes optreden, zodat er maar één horizontale lijn op een bepaald moment signaal kan voeren (zie ook tabel 6.2–4).

In fig. 6.2–7 is een decodeersysteem weergegeven voor de viertraps binaire teller van de schakeling aangeduid in fig. 6.1–10. De relais RL_1 t/m RL_4 worden bekrachtigd indien de respectievelijke Q_2's van *A* t/m *D* signaal voeren. De schakeling spreekt verder voor zichzelf. In de getekende toestand is geen van de vier relais bekrachtigd, de ingangsspanning *V* komt op de uitgang gemarkeerd met cijfer 0.

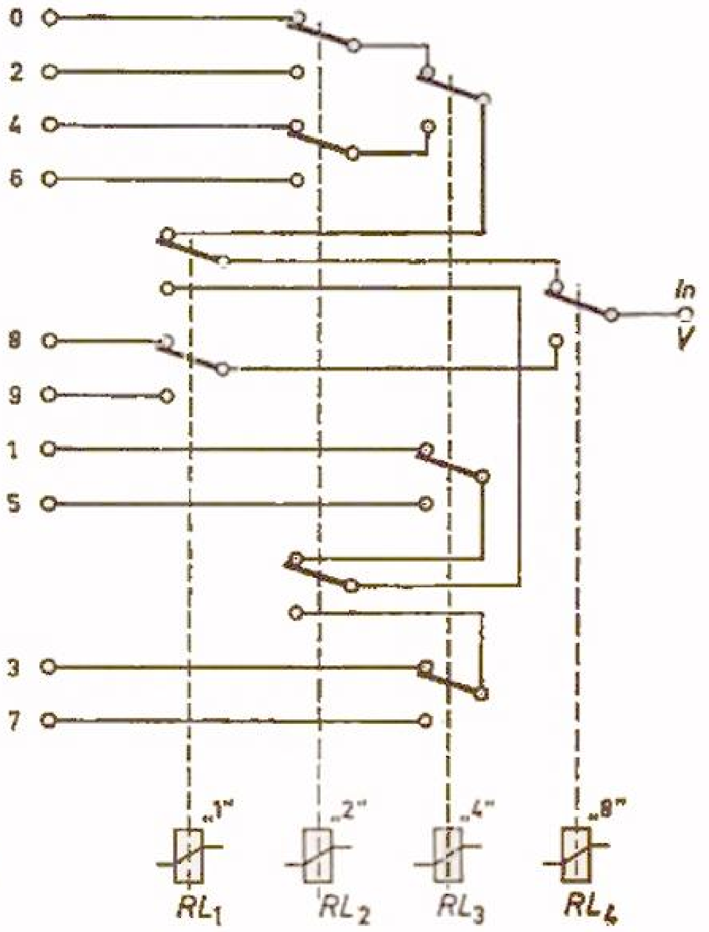


Fig. 6.2–7

In fig. 6.2–8 is een decoderingsmatrix gegeven voor de biquinaire teldecade. Een volledig decodeersysteem met een „en" schakeling voor uitgangssignaal 1 vraagt 10 × 5 diodes. Hier is echter een aanzienlijke vereenvoudiging mogelijk, zodat 20 diodes voldoende zijn. In tabel 6.1–13 is het opvallend dat in de code de 0 en 1 per plaats één stand verschuiven en om-

keren. Uit de tien rijen is het nu mogelijk met twee gegevens per rij een ondubbelzinnige informatie per rij vast te leggen. Dit is aangeduid in de tweede serie van vijf kolommen in tabel 6.1–13.

In de tabel is ten slotte onder de letters Q_1 en Q_2 per gedecodeerd cijfer aangeduid welke uitgangssignaal 1 voert. Dit bepaalt de plaats van de diodes in de decoderingsmatrix in fig. 6.2–8 (dit is weer een tienvoudige „en" schakeling met twee ingangen per schakeling). Indien weer een schakeling gevraagd wordt voor het voorinstellen van een bepaald cijfer, kan weer met één „en" schakeling en met twee tienstandige schakelaars op één as de oplossing gerealiseerd worden (zie fig. 6.2–9).

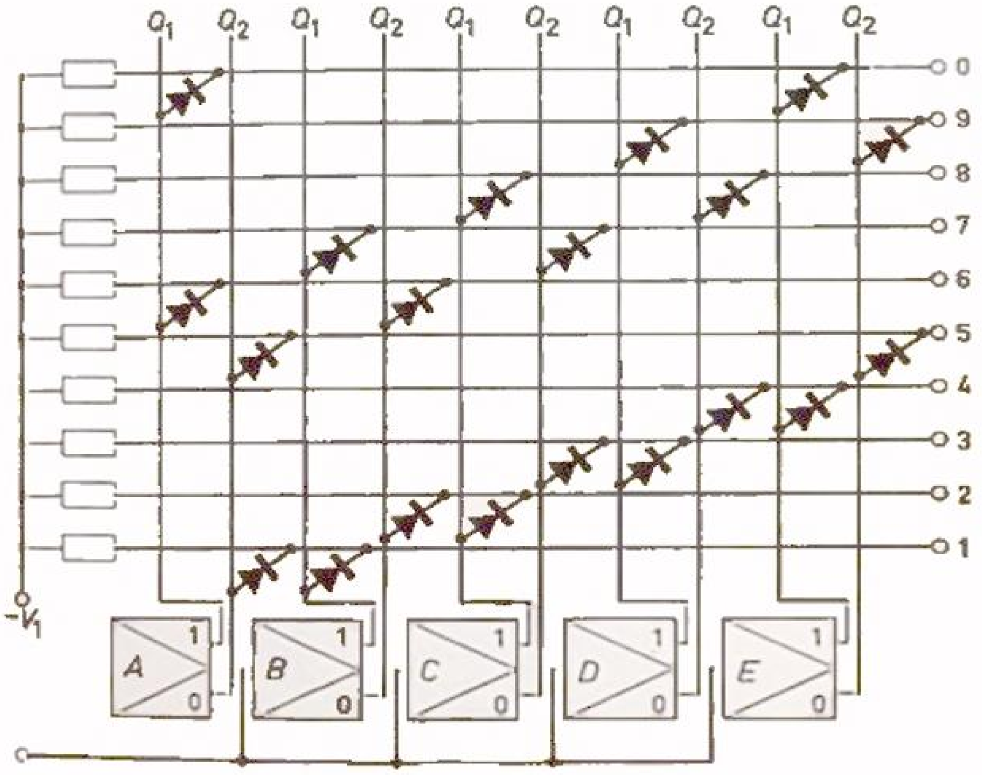


Fig. 6.2–8

Voor het cijfer 4 b.v. blijkt uit tabel 6.1–13 dat de uitgang Q_1 van trap E en de uitgang Q_2 van trap D aan moeten sluiten aan de logische schakeling. In § 6.1 is opgemerkt dat de decodering van de biquinaire teller eenvoudiger was dan bij de conventionele binaire tellers. Uit fig. 6.2–9 blijkt dat de „en" schakeling eenvoudiger is (slechts twee ingangen). Het totale aantal contacten is 2 × 10 in plaats van 4 × 10. Dit houdt in dat de bedradingscapaciteiten veel kleiner zijn, zodat hogere telsnelheden bereikt kunnen worden.

Gezien het enorme aantal variaties dat bij codeer- en decodeerschakelingen

mogelijk is, zijn wij gedwongen voor verdere informatie de lezer naar het litteratuuroverzicht te verwijzen.

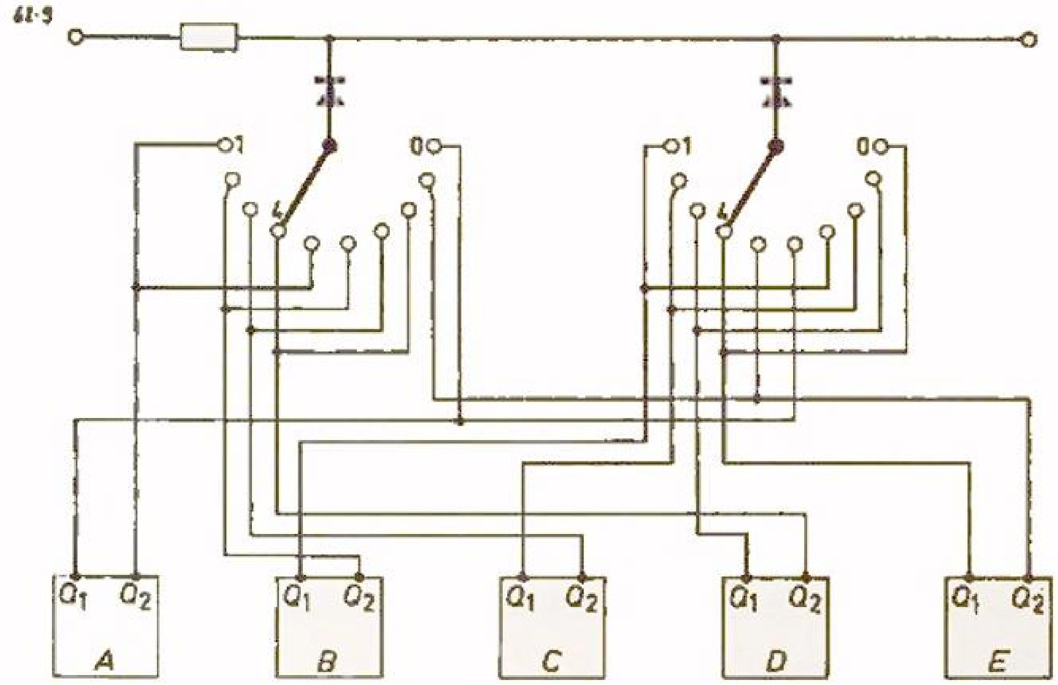


Fig. 6.2-9

6.3 Indicatie-apparatuur voor tellers

Om de stand van de beschreven tellers na decodering optisch te kunnen waarnemen in het decimale stelsel, wordt gebruik gemaakt van cijferindicators.

Deze indicators kan men in drie groepen indelen:

a. elektromechanische indicators
b. elektro-optische indicators
c. een combinatie van de eerste twee groepen

a) Tot de eerste groep behoren de volgende uitvoeringsvormen:

Cijferwielen met motorbesturing

Hiervan zijn velen typen in de markt; de prijzen zijn ook hoog, wegens de servomotor. Bij kleine apparaten zullen zulke indicators niet worden toegepast; alleen de grotere rekenmachines maken er een rendabel gebruik van.

Cijfertableaus met elektromagnetische bediening

De afmetingen hiervan zijn groot en zij worden daarom weinig toegepast. Een eenvoudig, goedkoop en betrouwbaar indicatie-instrument is een stroommeter.

Verschillende cijfer-schrijfmachines en ponskaart-drukmachines

Deze zijn hoofdzakelijk in gebruik bij de professionele toepassingen, o.a. rekenmachines.

Bij alle elektromechanische indicatoren zal door de massa van de bewegende delen de insteltijd lang zijn, zodat snelle aflezingen na elkaar niet mogelijk zijn.

b) Veel kortere insteltijden zijn te bereiken met elektro-optische indicators, die tot de tweede groep behoren.

Dit zijn indicators met gloeilampen, waarin elk cijfer door een apart lampje verlicht wordt. De cijfers vormen samen een tableau, dat echter betrekkelijk groot van afmetingen zal zijn.

Een verbetering wordt bereikt door op een vlakje in het frontpaneel geprojecteerde cijfers. Het cijfertableau is kleiner (wordt bij projectie vergroot) dan bij het direct verlichte cijfertableau, en is binnenin het apparaat opgenomen.

De indicatie met gloeilampen is ook geschikt voor transistors, omdat laagspanningslampen beschikbaar zijn.

Glimontladingsbuizen zijn sneller dan gloeilampen. De indicatie kan geschieden met enkele buizen, als de Z70U. In dat geval moet weer een cijfertableau met maskers worden gebruikt, met het nadeel van de grote ruimte en het niet op dezelfde plaats aanwezig zijn van de elkaar opvolgende indicaties (heen en weer springen). Een verbetering hierop vormt de glimlamp-decadebuis in twee verschillende uitvoeringen.

De eerste heeft een wijzerplaat met cijfers 0 t/m 9 aan de omtrek. De diameter bedraagt circa 30 mm (zie foto 16).

De tweede uitvoering heeft veel grotere cijfers die centraal achter elkaar liggen. De cijfers zelf vormen de elektroden; de voorliggende cijfers, die niet ontstoken zijn, storen de aflezing niet (Z510M, zie foto 17).

Er is op het gebied van indicators een snelle ontwikkeling waar te nemen, het ziet er wel naar uit dat het laatste type buis (Z510M) favoriet zal zijn. Deze buis is nl. goedkoop, snel, duidelijk en klein.

Er kleeft aan deze glimontladingsbuizen echter één nadeel: de hoge voedingsspanning maakt ze moeilijk toegankelijk voor transistorapparatuur. Er zijn ook nog elektronenbuizen geschikt voor indicatordoeleinden, o.a. afstemogen voor binaire indicatie (DM 160), de decade-tellerbuis E1T en de elektronenstraalbuis-indicators, welke laatste alleen voor professionele toepassing in aanmerking komen. Nog volop in ontwikkeling zijn de elektroluminiscentieplaten voor indicatordoeleinden.

c) Voor de derde groep kan als eenvoudig voorbeeld worden gegeven een gloeilamp door een relais bestuurd, of cijferwielen met optische projectie.

Het grote aantal indicators dat ter beschikking staat leent zich hier niet tot bespreking; verdere oriëntatie is mogelijk in de litteratuurlijst. De vooral voor eenvoudiger toepassing geschikte indicators behandelen wij nog in deze paragraaf.

In fig. 6.3–1 is een indicator voor de schakeling in fig. 6.1–10 aangeduid. De schakeling in fig. 6.3–1 is een analoge decodeerschakeling. De punten *A*, *B*, *C* en *D* vertegenwoordigen de uitgangen Q_2 van de trappen *A*, *N*, *C* en *D*, waaraan een getalwaarde van resp. 1, 2, 4 en 8 kan worden toegekend. Het indicatorinstrument is een stroommeter met cijferverdeling 0 t/m 9; de weerstand *R* is zo gedimensioneerd dat, als *D* het signaal 1 voert, de meter het getal 8 aanwijst. Een mogelijkheid om de meter te ijken is de parallelschakeling van een potentiometer aan de meter.

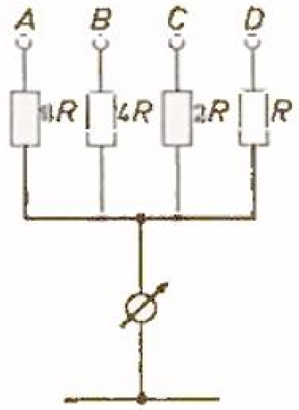


Fig. 6.3–1

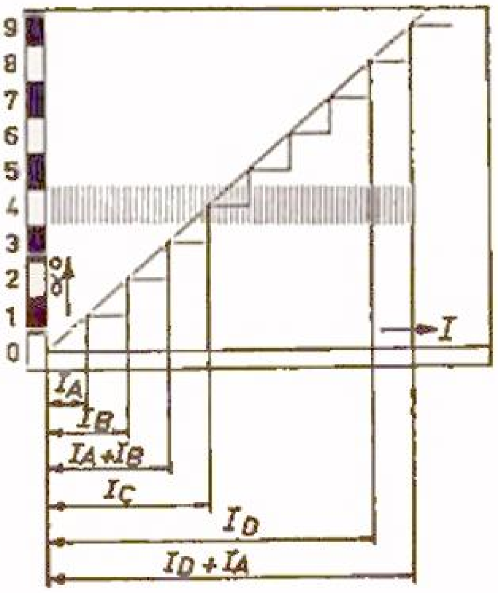


Fig. 6.3–2

Indien alle punten *A* t/m *D* het signaal 0 voeren, staat de meter op nul. Bij verschillende signalen zal de stroom door de meter sprongsgewijs veranderen, zoals in fig. 6.3–2 is getekend. De meter behoeft geen hoge nauwkeurigheid te hebben; voor het cijfer 4 b.v. is gearceerd weergegeven binnen welke grenzen de aanwijzing van de meter moet liggen om geen foutieve indicatie te krijgen. Dit gebied is 10% van de volle uitslag, d.w.z. een meter met een nauwkeurigheid van ± 5% voldoet nog juist aan de gestelde voorwaarde. In fig. 6.3–3 is de decodeerschakeling met relais uit fig. 6.2–7 in blokschema weergegeven, met aan de uitgang 10 lampjes welke van 0 t/m 9 genummerd zijn. Indien men geen relais wenst te gebruiken, kan men de

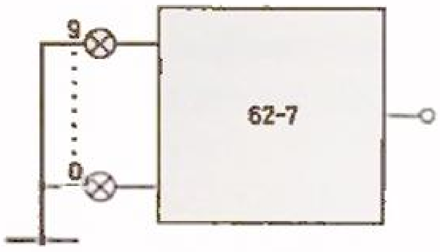


Fig. 6.3-3

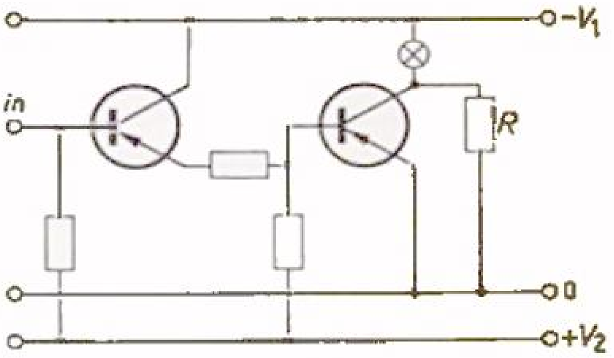
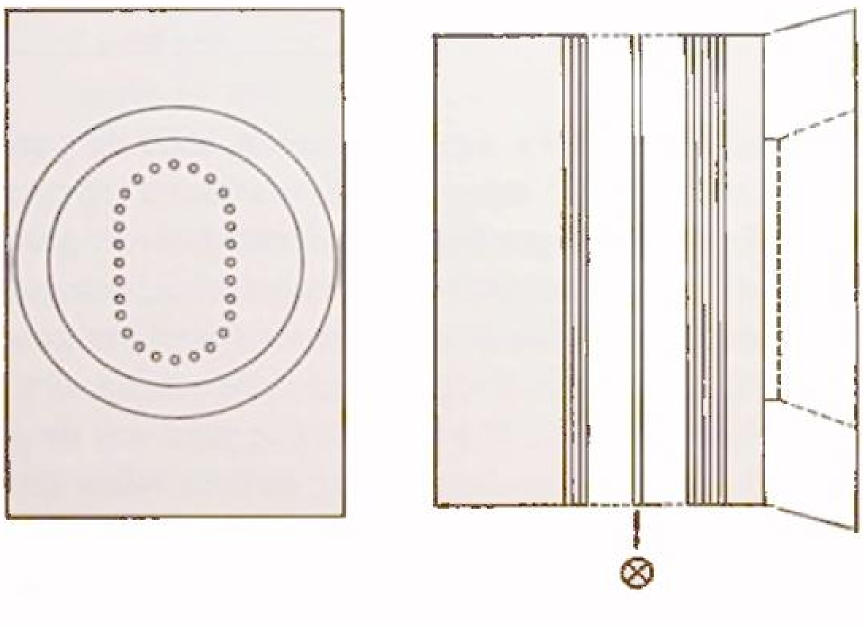


Fig. 6.3-4

schakeling van fig. 6.3–4 toepassen. Dit is een lampindicatortrap welke als uitgangsversterker bij de decodeermatrixen gebruikt kan worden; deze moet tienmaal herhaald worden om de cijfers 0 t/m 9 weer te geven.

De ingangen worden aangesloten aan de in de figuren 6.2–6 of 6.2–8 genummerde matrixuitgangen. De weerstand *R* in serie met het lampje in fig. 6.3–4 wordt zó gekozen dat het lampje nog juist niet gloeit. In deze toestand is de temperatuur van de gloeidraad, en dus de weerstand van deze gloeidraad, veel hoger dan in koude toestand. Daardoor wordt de transistor beschermd tegen schadelijke stroomstoten bij inschakelen van het lampje. Met deze schakeling, bestaande uit decodeermatrix en lampindicatoren, kan òf een cijfertableau worden opgebouwd òf een decadecijfereenheid bediend worden, zoals in fig. 6.3–5 getekend is. Deze cijfereenheid is identiek aan een tableau; de cijfers zijn echter niet naast elkaar maar achter elkaar opgesteld. Van de tien cijfers is telkens maar één verlicht, zodat men het desbetreffende cijfer kan lezen. De eenheid is opgebouwd uit tien glasplaten, die door tien lampjes stuk voor stuk aan de zijkant worden verlicht. Deze zijkantverlichting maakt het mogelijk dat telkens slechts één glasplaat door-

Fig. 6.3–5



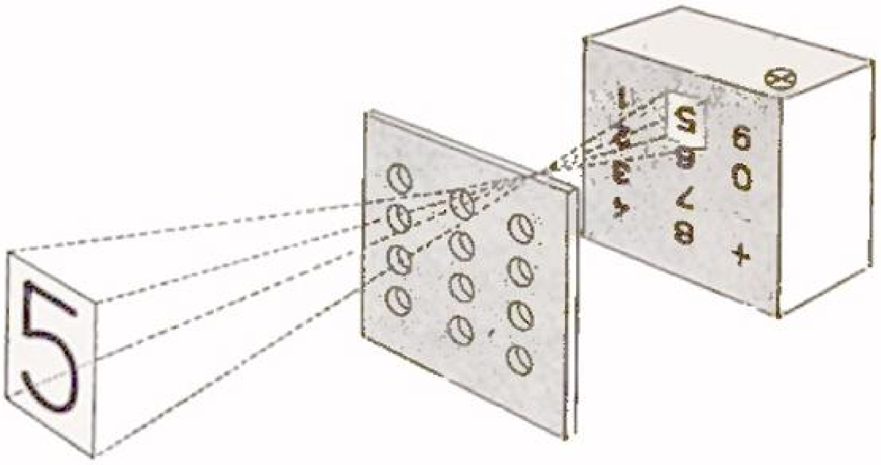


Fig. 6.3-6

licht wordt zonder dat extra optische afscherming tussen de platen noodzakelijk is. De cijfers worden zichtbaar ten gevolge van strooilicht in de plaat zelf, dat opgewekt wordt met in de plaat geboorde gaatjes. Deze gaatjes zijn zo gerangschikt dat zij een cijfer vormen, als b.v. de nul in fig. 6.3–5.

Andere lamp-indicatorsystemen zijn natuurlijk ook mogelijk, b.v. projectie-indicatorsysteem, zoals in fig. 6.3-6 in perspectief aangegeven. In het cijfertableau zijn 12 tekens en 12 lampen opgenomen. Er brandt telkens maar één lampje, en het verlichte cijfer wordt geprojecteerd met een zo gekozen lenzenstelsel dat het altijd scherp op dezelfde plaats op het scherm terecht komt.

In fig. 6.3–7 is een uit zeven segmenten samengestelde lamp-indicator getekend. Elk segment wordt apart verlicht met b.v. een lampje door een bepaalde combinatie van ingeschakelde lampjes kunnen de cijfers 0 t/m 9 worden voorgesteld. Dit systeem vraagt een speciaal codeer- en decodeersysteem, om eenvoudig tot de geschikte combinaties van ingeschakelde lampjes te komen. Hierop kunnen wij verder niet ingaan. Wij verwijzen daarom naar de litteratuurlijst.

In fig. 6.3–8 is een principeschakeling van een koud-katode decadecijferindicator gegeven. Zoals vroeger reeds werd opgemerkt, is de be-

Fig. 6.3–7

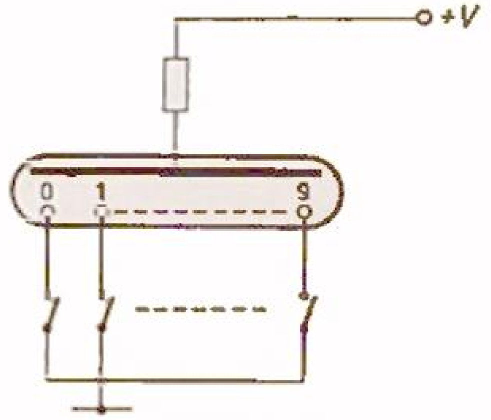


Fig. 6.3– 8

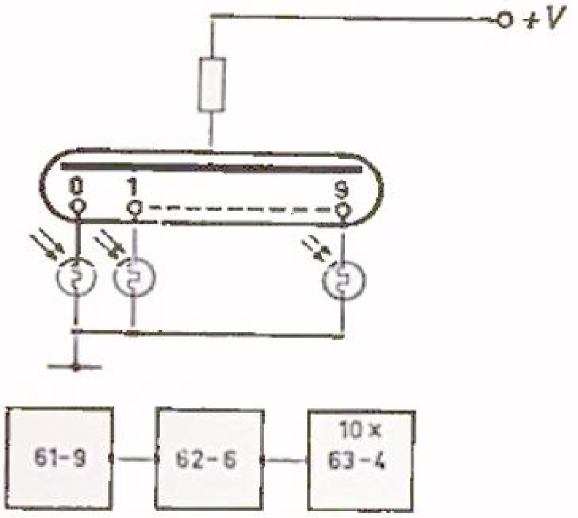


Fig. 6.3-9

sturing van een ontlaadbuis met transistors bijzonder lastig omdat de voedingsspanningen van deze buizen veel hoger zijn dan de toelaatbare spanning op de transistor.

Voor besturing zal men transistors moeten kiezen welke geschikt zijn voor hoge spanningen. Van de cijfers worden alleen die verlicht waarvan de katode aan aarde ligt en dus de schakelaar dicht is. Wanneer de schakelaar door een transistor wordt vervangen, zal men een *npn* transistor moeten kiezen, zulks met het oog op de polariteit. Hogere spanningen kan men schakelen met fotoweerstanden (cadmiumsulfide), en wij kunnen de mechanische schakelaar direct door deze weerstanden vervangen. De fotoweerstanden hebben dan een functie als elektronische schakelaar, of, beter: foto-elek-

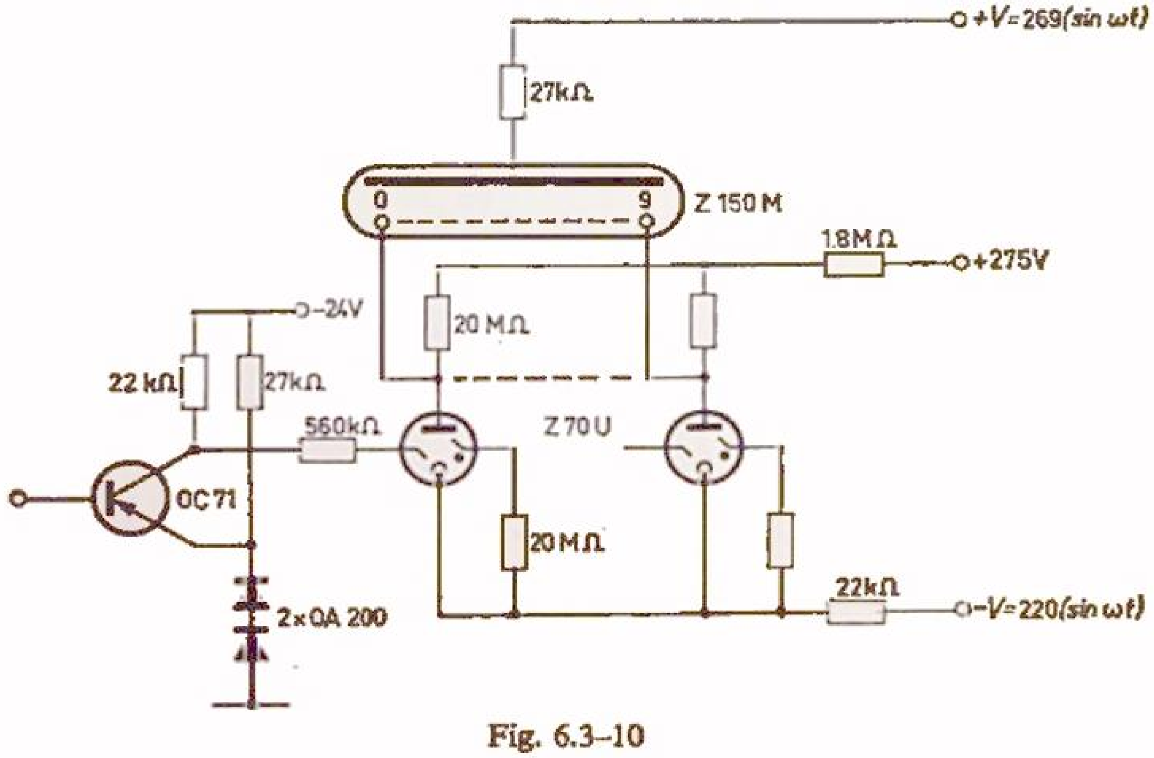


Fig. 6.3-10

tronische schakelaar. De weerstanden hebben onbelicht een zeer hoge, en belicht een zeer lage weerstand. De belichting kan door lampen gebeuren, zoals beschreven bij de lamp-indicators. De totale schakeling wordt dan b.v. zoals in het blokschema van fig. 6.3–9 is weergegeven.

In fig. 6.3–10 ziet men een schakeling waarin de decade cijfer-indicator bestuurd wordt door koud-katode buizen (Z70U), en deze buizen Z70U worden weer bestuurd door OC 71 transistors. Details van deze schakeling zijn te vinden in de door de fabrikant gepubliceerde gegevens (zie litteratuurlijst).

Wij veronderstellen dat met de in deze paragraaf gegeven mogelijkheden, samen met de litteratuurlijst, de lezer voldoende overzicht heeft gekregen over de digitale indicatie-apparatuur. De beschikbare hoeveelheid gegevens is zo groot dat alleen al over dit onderwerp een boek zou zijn te schrijven.

6.4 Teller met afleesapparatuur (passieve teller)

Met de tot nu toe in dit hoofdstuk beschreven methoden is het nu mogelijk een compleet telapparaat op te bouwen.

In fig. 6.4–1 is een teller met drie decaden in blokschema weergegeven. De drie tiendelers (type 61–10) vormen gezamenlijk een duizenddeler. In afwijking van de normale elektrische signaalvoortschrijding van links naar rechts, is deze nu van rechts naar links getekend om de decimale cijfervolgorde bij de indicators in de juiste volgorde te krijgen. De rechter indicator telt de eenheden, de volgende naar links de tientallen, en de geheel linkse de duizendtallen. De telcapaciteit met drie decaden is tot 999. Op dezelfde wijze is de teller tot meerdere decaden uit te breiden. Als een goedkope uitbreidingsmogelijkheid voor grote telcapaciteiten is nog een combinatie mogelijk met mechanische telrelais.

De mechanische telrelais kunnen een herhalingsfrequentie van 10 Hz (10 impulsen per seconde = 10 p.p.s.) gemakkelijk volgen. Met de in fig. 6.4–1 getekende duizenddeler mag dan de ingaande herhalingsfrequentie maximaal 10.000 p.p.s. zijn voor het gecombineerde telsysteem.

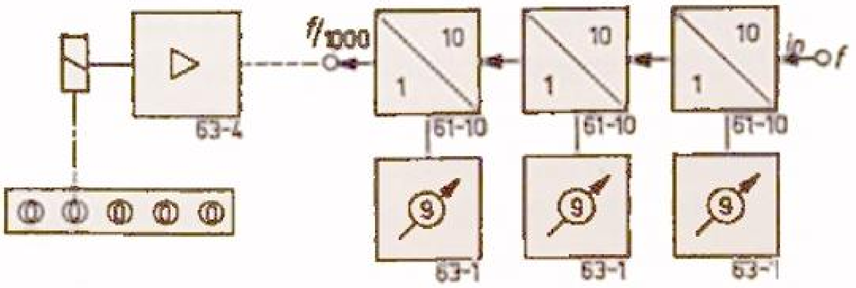


Fig. 6.4–1

De telcapaciteit van een mechanisch vijf-decaden telrelais gezamenlijk met het drie-decaden elektronisch systeem is dus 99.999.999. Als indicatiemiddel voor het elektronische gedeelte is het in fig. 6.3–1 aangeduide systeem gebruikt. Elk ander systeem is hier ook mogelijk. Zolang de telschakeling aan de ingang besturing (impulsen) krijgt, zolang telt zij. Het aantal binnengekomen impulsen is dus elk ogenblik af te lezen (eventueel na stoppen van de binnenkomende impulsen). Dit soort telapparaten, dat alleen geschikt is voor het aflezen, en dat geen commando's afgeeft voor besturingsdoeleinden, noemen wij passieve tellers.

Het in fig. 6.4–1 weergegeven mechanisch telrelais is niet geschikt voor directe besturing uit teldecaden. Daarom is na de duizend-deler een vermogens-tussentrap noodzakelijk, zoals is te zien in fig. 6.3–4. Dit is een lampversterker, en in plaats van de lamp wordt de relaisspoel geschakeld met weglating van de voorschakelweerstand *R*. Daar de relaisspoel zelfinductie heeft, mag men niet vergeten een beveiligingsdiode of -condensator aan te brengen, zoals beschreven is in Hoofdstuk 2.

De teller heeft twee „nulstellers" nodig: een elektronische en een mechanische.

6.5 Teller met voorinstellingen voor besturingsdoeleinden (actieve tellers)

Voor besturingsdoeleinden moeten wij telapparaten hebben waarin de mogelijkheid aanwezig is, om na het bereiken van een bepaald aantal (vooraf in te stellen) binnengekomen impulsen, een commandosignaal te verkrijgen. Bij een wikkelmachine b.v. moet nadat het juiste aantal omwentelingen (van de wikkelas) is bereikt, de betreffende wikkelas ogenblikkelijk gestopt worden. Wanneer de teller dit aantal bereikt, kan m.b.v. logische schakelingen een bestuursignaal worden verkregen.

Dit bestuursignaal wordt nog versterkt door een vermogenstrap, waarna het wordt toegevoerd aan een elektromagnetisch element dat een rem, koppeling of schakelaar bedient. Dit type telapparaten noemen wij daarom actieve tellers. Zulk een actieve teller is te zien in het blokschema fig. 6.5–1. De bovenste rij bestaat uit drie teldecaden. Deze zijn verbonden met de in de tweede rij aangeduide programmaschakelaars (uit fig. 6.2–3), waarmee de gewenste decimale cijfers ingesteld kunnen worden. De contacten van deze schakelaars vertegenwoordigen een binaire code; deze codes zijn met logische „en" schakelingen decodeerbaar.

De drie „en" schakelingen met de doorverbonden uitgangen vormen een knooppunt; dit knooppunt vormt een nieuwe logische schakeling, en wel

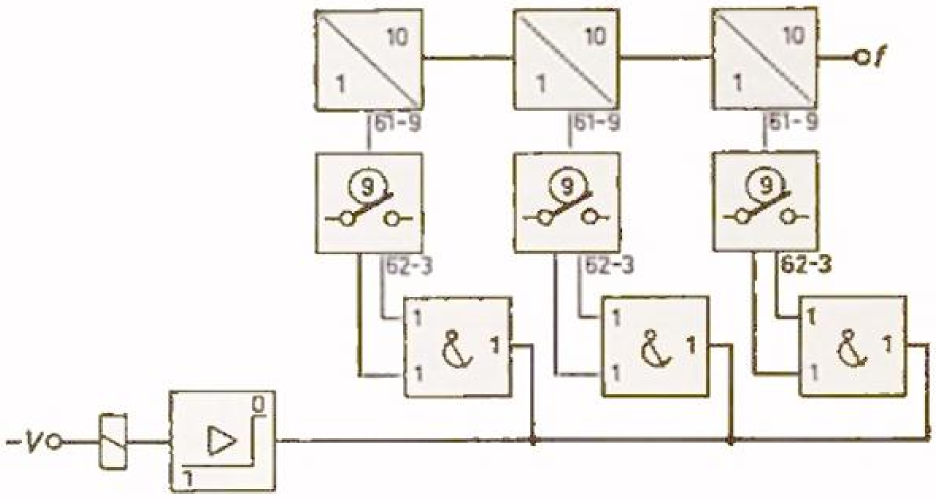


Fig. 6.5-1

eveneens een „en" schakeling, d.w.z. dit knooppunt heeft alléén uitgangssignaal 1 indien èn de eenheden èn de tientallen èn de honderdtallen de vooraf ingestelde code bereikt hebben. De vermogens-uitgangstrap is een omkeertrap die een ingangssignaal 0 heeft (bij het begin van het proces) en daarbij een uitgangssignaal 1, zodat de magneetspoel niet bekrachtigd is (uitgangsspanning 1 en uitgangsstroom 0; zie § 4.1). Wanneer de met de programmaschakelaar ingestelde code bereikt is, krijgt de ingang van de vermogenstrap een signaal 1, en de magneetspoel wordt bekrachtigd.

De in het blokschema voorkomende schakeling is geschikt voor het instellen van één programma. Verscheidene programma's kunnen op identieke wijze per decade met behulp van multipele programmaschakelaars en logische schakelingen worden bijgebouwd. Voor praktische toepassingen van een aantal programma's wordt verwezen naar het volgende hoofdstuk.

6.6 Speciale tellers (heen- en terugtellers; ringtellers)

Het schuifregistertype „bistabiele schakelingen" werd reeds besproken in fig. 6.1-11 t/m 6.1-13).

In dit soort tellers neemt de bistabiele schakeling bij elke volgende impuls de stand van de voorafgaande (linker) bistabiele schakeling over, zodat het signaal naar rechts opschuift. Dit is bereikt met een speciale triggerschakeling tussen de trappen. Het is ook mogelijk de signalen niet naar rechts maar naar links te laten schuiven. In dat geval moeten de in- en uitgangen tussen de trappen onderling verwisseld worden, zò dat, i.p.v. fig. 6.6-2 b.v., de uitgang van *C* niet naar de ingang van *D* gaat, maar naar de ingang van *B*, de ingang van *C* dus met de uitgang van *D* verbonden wordt. Dit heeft tot gevolg dat nu in de schakeling het signaal naar links wordt verschoven.

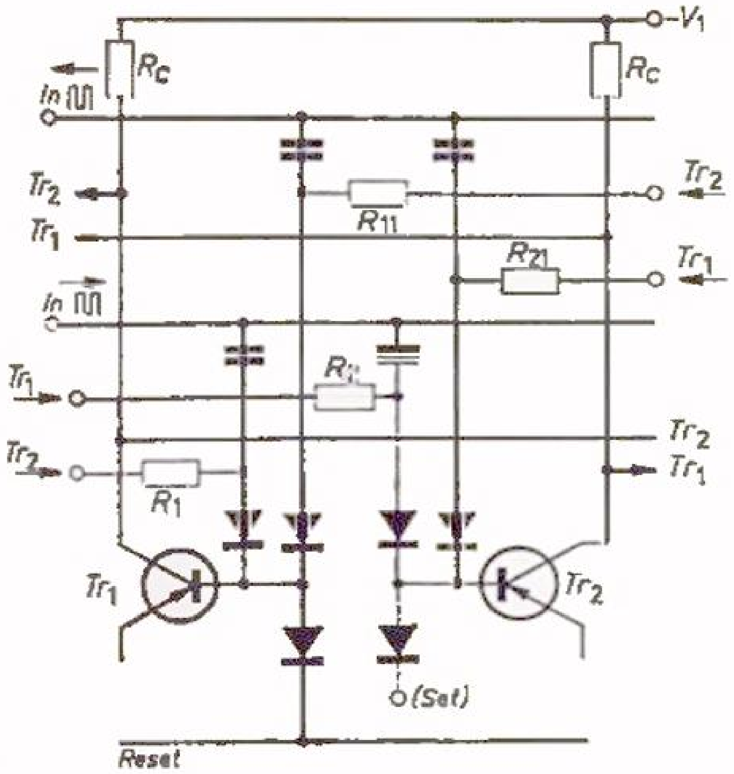


Fig. 6.6–1

Men kan nu een schakeling maken waarin naar keuze het signaal naar links of naar rechts loopt. Deze schakeling is de basisschakeling voor heen- en terugtellers. Voor de twee richtingen moeten gescheiden trigger-ingangen gemaakt worden, zoals in fig. 6.6–1 getekend is. In deze fig. zijn alleen de onderdelen van de bistabiele vibrator getekend die voor het begrip van het in twee richtingen besturen noodzakelijk zijn.

Er zijn dus nu twee onafhankelijke ingangslijnen (schuiflijnen): één naar rechts en één naar links. Met de schuiflijn naar rechts kan men optellen, met die naar links aftrekken. Een voorwaarde die aan de signalering op beide schuiflijnen gesteld wordt is, dat niet tegelijkertijd op beide ingangen een impuls optreedt. Is dit wel het geval, dan moet de schakeling uitgebreid worden met een geheugen die één van de tegelijk binnenkomende impulsen bewaart tot de andere geschakeld heeft en daarna deze impuls vrijgeeft om terug te schakelen. De schakeling wordt nu aanzienlijk ingewikkelder (zie hiervoor de litteratuurlijst, bij heen- en terugtellers). Bij de biquinaire teldecaden in fig. 6.1–12 hadden wij een telsysteem waarin de onderlinge koppeling tussen de laatste trap *E* en de eerste trap *A* afwijkend was t.o.v. de overige koppelingen; de onderlinge koppeling was nl. niet gekruist. Kruisen wij deze echter wel, dan krijgt men de schakeling van fig. 6.6–2. Bij een binnenkomend bestuursignaal op de schuiflijn nemen alle trappen zonder uitzondering de stand van de vorige trap over. Wanneer de vijf b.v. een code 00000 hebben (code-uitgangen Q_2), dan zal bij een binnenkomend

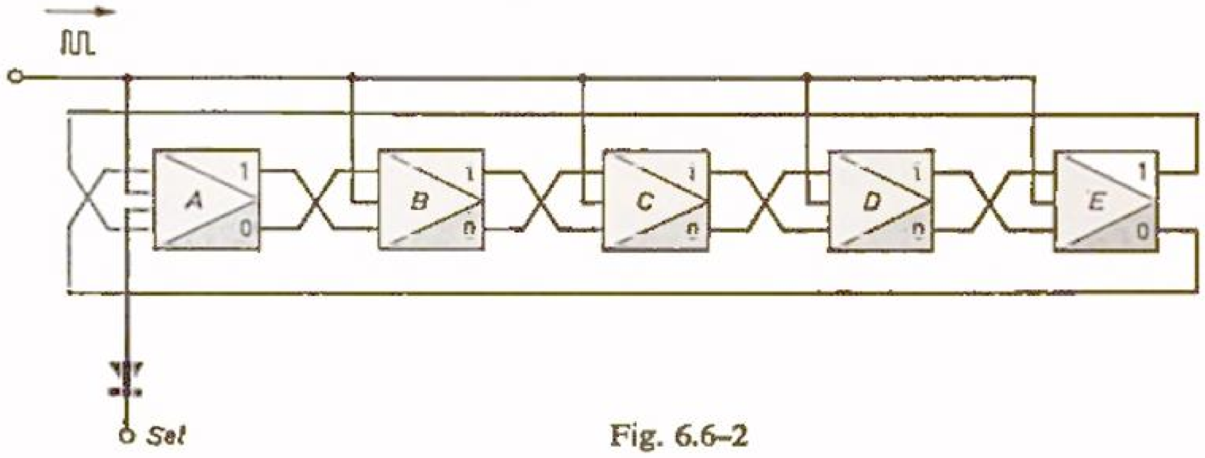


Fig. 6.6–2

bestuursignaal deze stand ongewijzigd blijven. Dit is ook het geval bij de inverse stand 11111.

Wordt echter trap *A* met de aparte ingang „Set" omgeschakeld, dan zal de code 10000 zijn. Bij het binnenkomende bestuursignaal op de schuiflijn schakelt nu trap *B* om tot 1 (neemt stand *A* over), een tweede bestuursignaal neemt *C* over, enz., zoals in tabel 6.6–3 is samengevat. Uit de tabel is te zien dat het signaal 1 steeds één opschuift en bij het vijfde stuursignaal weer op de eerste trap *A* aanwezig is en cyclisch verder loopt. Dit type schakeling noemen wij ringtellerschakeling. Het aantal trappen is zonder meer uit te breiden, en met tien trappen krijgt men een decade-ringteller.

Het is natuurlijk ook mogelijk het signaal naar links of naar beide richtingen te laten lopen met de eerder in deze paragraaf beschreven methoden. Wordt via de ingang „Set" de code 11000 ingeschreven, dan is de code na opvolgende stuurimpulsen zoals weergegeven in tabel 6.6.–4. Hierin is te

TABEL 6.6–3

A	*B*	*C*	*D*	*E*
0	0	0	0	0
1	0	0	0	0
0	1	0	0	0
0	0	1	0	0
0	0	0	1	0
0	0	0	0	1
1	0	0	0	0

TABEL 6.6–4

A	*B*	*C*	*D*	*E*
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
0	1	1	0	0
0	0	1	1	0
0	0	0	1	1
1	0	0	0	1
1	1	0	0	0

TABEL 6.6–5

A	*B*	*C*	*D*	*E*
0	0	0	0	0
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	0	1	0	1
1	0	0	1	0
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0

zien dat de in de beginstand gegeven code cyclisch in een ring rondloopt. De begincode kan elke willekeurige samenstelling hebben, b.v. 10100. Bij de invallende impulsen worden de signalen weer één trap verschoven, zoals blijkt uit tabel 6.6–5.

De ringteller kan dus voor teldoeleinden en ook als tijdelijk geheugen gebruikt worden (zie hoofdstuk 7, bij besturing van montagemachines).

6.7 Ingangsschakelingen voor tellers

Om de telschakelingen te besturen, moeten wij gebruik maken van impulsen. De functionele werking van tellers kan gecontroleerd worden met behulp van impulsgeneratoren. Bij de industriële toepassingen van tellers worden de impulsen met behulp van omvormers afgeleid van fysische grootheden.

Voor een juiste werking van de teller worden aan de kwaliteit van de ingaande impuls zekere eisen gesteld voor wat betreft flanksteilheid en de grootte. Om hieraan te voldoen wordt zonodig gebruik gemaakt van elektronische impulsvormers zoals die welke beschreven zijn in fig. 3.3–8 van hoofdstuk 3.

Voor de impulsomvormers staan verschillende principes ter beschikking, o.a. mechanische, die met contacten werken, elektro-optische met lampen en lichtgevoelige elementen, elektronische met elektromagnetische en elektrostatische verschijnselen, enz.

Voor een wikkelmachine moeten wij b.v. het aantal wikkelingen, dus het aantal omwentelingen van de wikkelas, tellen. Met een nokkenas aan de wikkelas en een microschakelaar tegen deze nokkenas, is het eenvoudig een elektrische impuls te verkrijgen. De mechanische schakelaars hebben het bekende nadeel dat bij contact-omschakeling mechanische trillingen op-

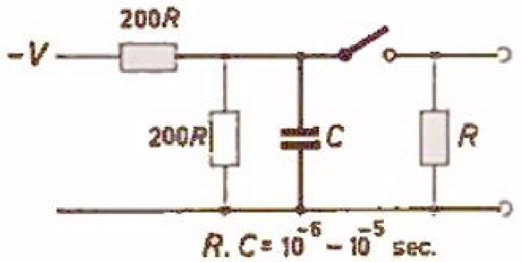


Fig. 6.7–1

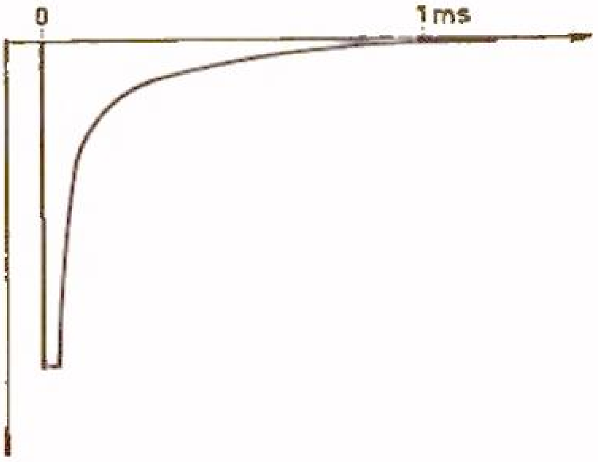


Fig. 6.7–2

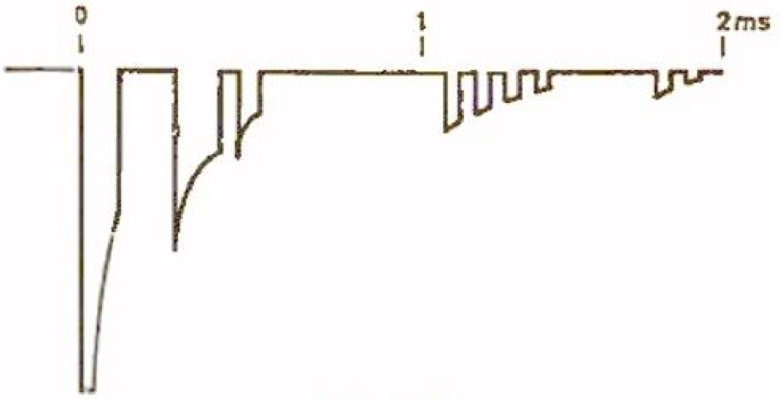


Fig. 6.7–3

treden van de contacten, welke contacttrillingen ook de levensduur (aantal omschakelingen) nadelig beïnvloeden. Zij kunnen namelijk meermalige onderbrekingen in het elektrische circuit veroorzaken, zodat in plaats van één impuls verscheidene impulsen van kortere duur optreden. Bij snelle elektronische tellers worden deze parasitaire trillingen geheel of gedeeltelijk meegeteld. Om een indruk te geven van de kwaliteit van een mechanisch contact, hebben wij van de in fig. 6.7–1 getekende schakeling de met verschillende soorten mechanische contacten gevormde impulsen opgenomen. In fig. 6.7–2 is de elektrische impulsvorm in het geval van een ideale schakelaar zonder trillingen weergegeven (impulsspanning aan weerstand R). Dit is bereikt met een kwikschakelaar. Deze impulsvorm is ook te bereiken met een mechanische schakelaar van goede kwaliteit. In fig. 6.7–3 daarentegen is de impulsvorm verstoord door een natrillende microschakelaar, en in fig. 6.7–4 door een trillend relaiscontact.

Met behulp van een elektronische schakeling kan nu verhinderd worden dat de „parasieten" van de impuls de teller bereiken. Dit wordt bereikt door de duur waarin de parasieten na het schakelen optreden (gestippeld aangeduid in fig. 6.7–4) te overbruggen door een elektronische schakelaar,

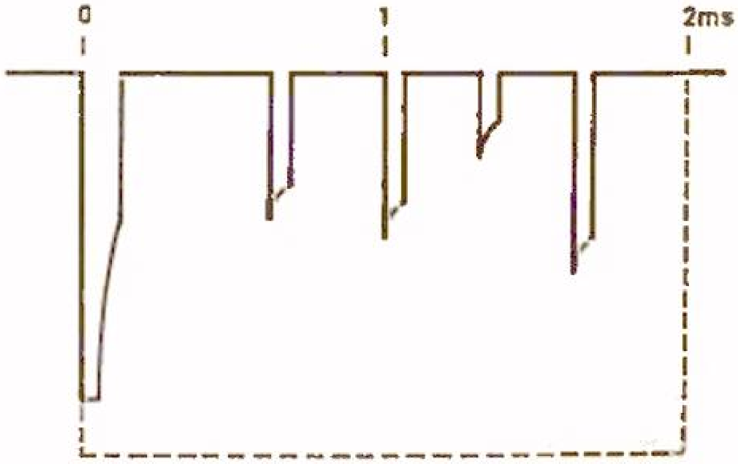


Fig. 6.7–4

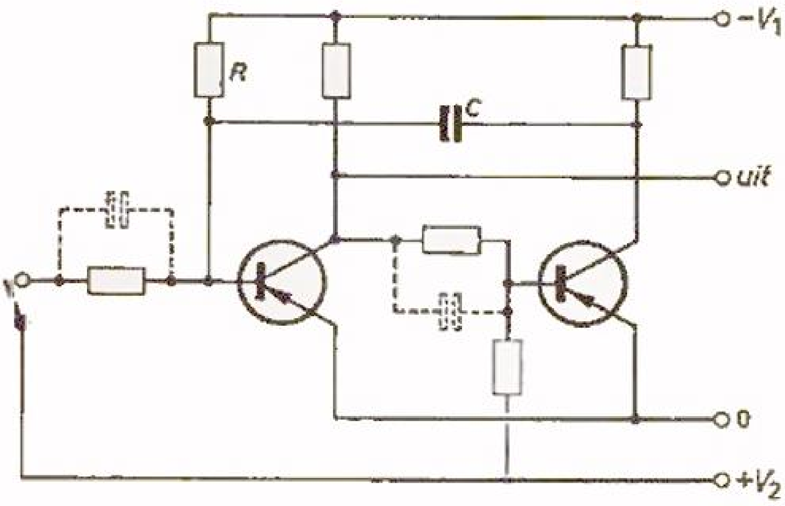


Fig. 6.7–5

zoals in fig. 6.7–5 is te zien. Dit is een monostabiele vibrator waarin R- en C-waarden zo gekozen worden dat de omschakeltijd 2 msec bedraagt. Het nadeel van deze schakelaar is, dat de telsnelheid door deze impulsvormer (one-shot, zie par. 3.2) begrensd wordt tot $= \frac{1}{0.002} = 500$ p.p.s.

Naast de mechanische schakelaar kennen wij de elektronische schakelaars, b.v. een fototransistor. Wanneer we een fototransistor belichten, wordt hij geleidend en schakelt contactloos. De parasitaire impulsen veroorzaakt door de mechanisch trillende contacten kunnen hier dus niet optreden.

In fig. 6.7–6 is zulk een impulsgever getekend. Het huis van de lamp heeft een spleet waartegenover zich de spleet in het huis van de fototransistor bevindt. De fototransistor (OCP 70) kan nu alleen door de lamp belicht worden, en is afgeschermd van het omgevingslicht.

Tussen het huis van de lamp en dat van de fototransistor bevindt zich een draaiende schijf met een spleet als in fig. 6.7–7 is getekend. Bij elke omwenteling zullen een kort ogenblik de drie spleten achter elkaar liggen en wordt de fototransistor belicht. Wanneer de schijf voorzien wordt van 60

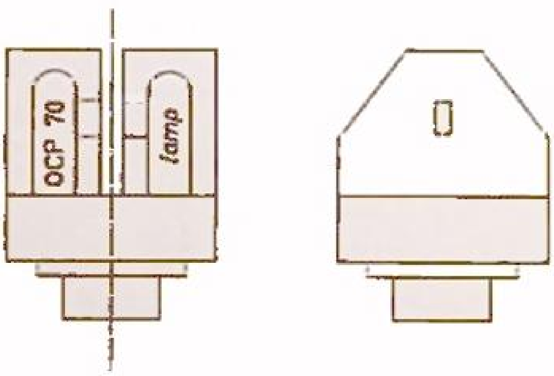


Fig. 6.7–6

Fig. 6.7–7

spleten i.p.v. 1, krijgen wij dus zestig impulsen per omwenteling. Deze laatste impulsgever heeft dan het voordeel dat het aantal omwentelingen per minuut van de schijf direct gegeven kan worden door een frequentiemeter die de herhalingsfrequentie van de impulsen per sec bepaalt. Met de in fig. 6.4–1 beschreven teller moet dan 1 sec lang het aantal impulsen geteld worden om het gemiddelde toerental, uitgedrukt in omwentelingen per minuut, over die seconde te bepalen. Voor de praktische uitvoering van deze impulsgever, zie foto 18. Deze impulsgever is ook geschikt voor b.v. het aftasten van de grootte van lineaire bewegingen door middel van een platte strip met spleten die tussen de twee huizen doorloopt. Indien deze verplaatsing nauwkeurig begrensd moet worden, kan ter plaatse met behulp van een spleet de fotocel gecommandeerd worden, waardoor de impulsgever dienst doet als eindschakelaar. Dit foto-elektrisch opnemer-element werkt met direct doorvallend licht van lamp naar fototransistor.

Het is ook mogelijk dit te verkrijgen via terugkaatsing van licht (zie fig. 6.7–8). Rechts werpt een ingebouwde gloeilamp licht op een plexiglas pijp, welke zo gevormd is dat een convergerende lichtbundel uittreedt op het te reflecteren oppervlak. De teruggekaatste lichtstralen komen terug op de midden in de plexiglas pijp geplaatste fotodiode OAP12 (diameter 3 mm). De teruggekaatste hoeveelheid licht is veel minder dan de opvallende hoeveelheid, en om dit lichtverlies te compenseren moet een optische lens voor de fotodiode gebruikt worden, om dezelfde verlichtingssterkte te bereiken. Het glazen huis van de fotodiode OAP12 is lensvormig uitgevoerd, zodat deze diode het gebruik van een extra lens niet noodzakelijk maakt (zie voor de uitvoering foto 19).

Fig. 6.7–8

Om draaiende bewegingen af te tasten, gebruikt men ook veel elektromagnetische impulsgevers; hiervoor zijn in fig. 6.7–9 twee principes aangeduid.

Het ene systeem is uitgevoerd met een permanente magneet; het magnetisch circuit wordt gesloten en onderbroken door de tanden van de draaiende schijf (de schijf moet uit ferromagnetisch materiaal bestaan). De wisselende magnetische flux wekt spanningsstoten op in de wikkeling.

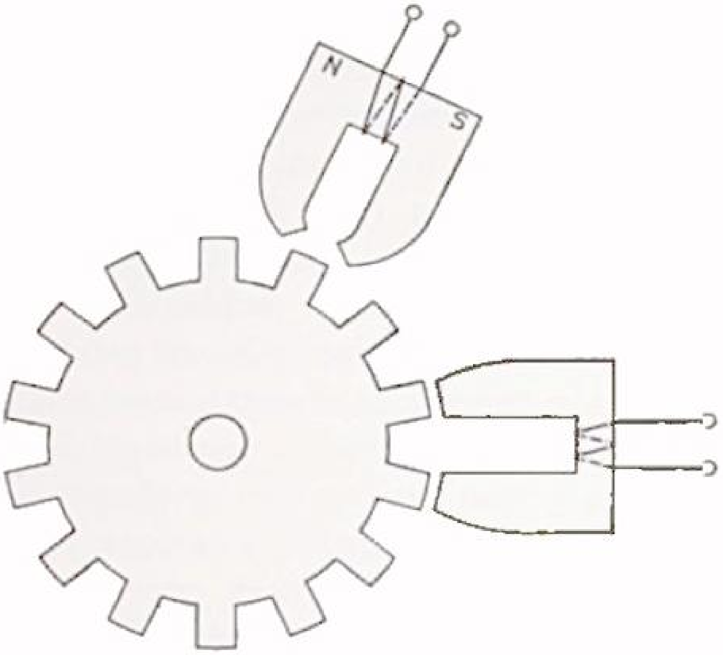


Fig. 6.7–9

Het andere systeem moet bekrachtigd worden met hulpstroomkringen om een magnetisch veld op te wekken. In foto 20 ziet men een praktische uitvoering van een elektromagnetische impulsgever met permanente magneet (Philips PR 9262).

In plaats van het magnetisch circuit van één spoel te veranderen, kan men ook het gemeenschappelijk magnetisch circuit van twee spoelen variëren, d.w.z. men varieert de koppeling tussen twee spoelen. De mechanische opbouw hiervan is geschetst in fig. 6.7–10. Op twee gescheiden, maar in één lijn liggende ferroxcube staven zijn twee spoelen gewikkeld. Voor magnetische wisselfluxen wordt de koppeling bepaald o.a. door de spleetbreedte tussen de ferroxube staven, de elektrische soortelijke weerstand en de magnetische geleidbaarheid van de materie in de spleet.

In fig. 6.7–10 wordt een plaatje roodkoper met lage soortelijke weerstand en lage magnetische geleidbaarheid op enige afstand van de spleet opgesteld. De koppeling is nu maximaal. Wordt het plaatje in de spleet gebracht, dan zullen door de sterke wervelstromen in het roodkoper de twee spoelen magnetisch van elkaar gescheiden worden en is de koppeling minimaal. Bij de praktische uitvoering in foto 21 is een plaatje messing gebruikt.

In fig. 6.7–11 is het omgekeerde principe toegepast. De spleetbreedte is groot gekozen; het plaatje bestaat uit materiaal met een hoge soortelijke elektrische weerstand en een hoge magnetische geleidbaarheid nl. ferroxcube. Indien het plaatje ferroxcube op enige afstand staat, is de koppeling minimaal; wordt het dichtbij de spoelen gebracht, dan is de koppeling maximaal. Een schakeling volgens dit principe is weergegeven in fig. 6.7–12.

Foto 17 (p. 120)

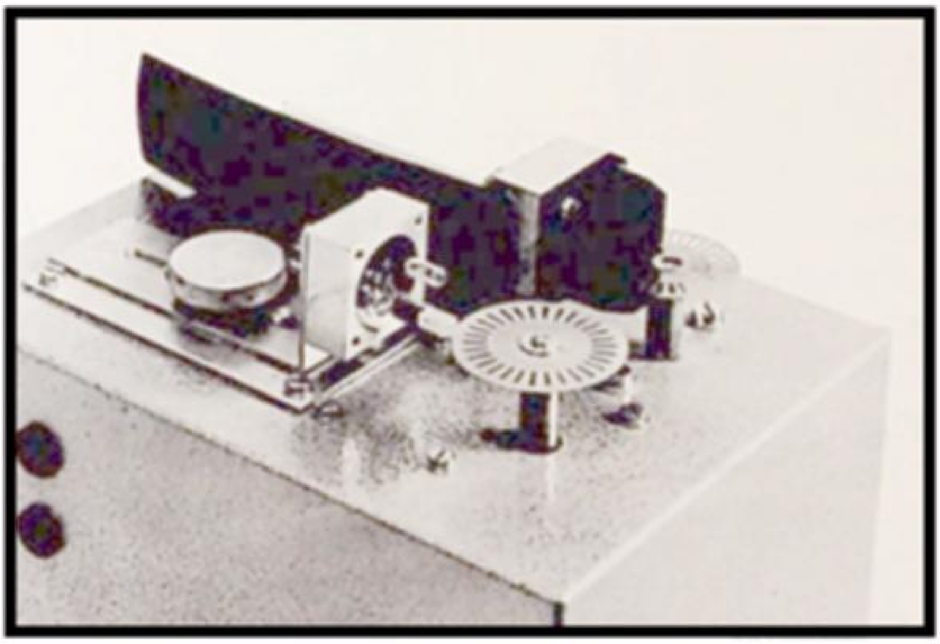


Foto 18 (p. 133)

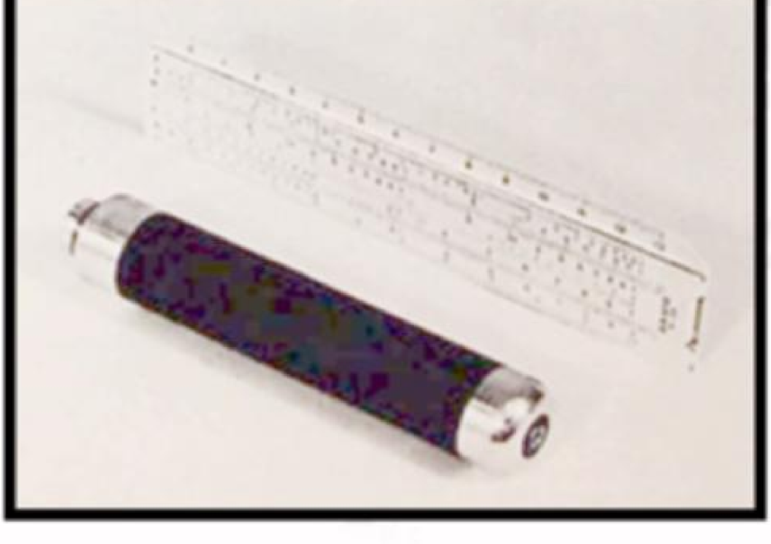


Foto 19 (p. 133)

Foto 20 (p. 134)

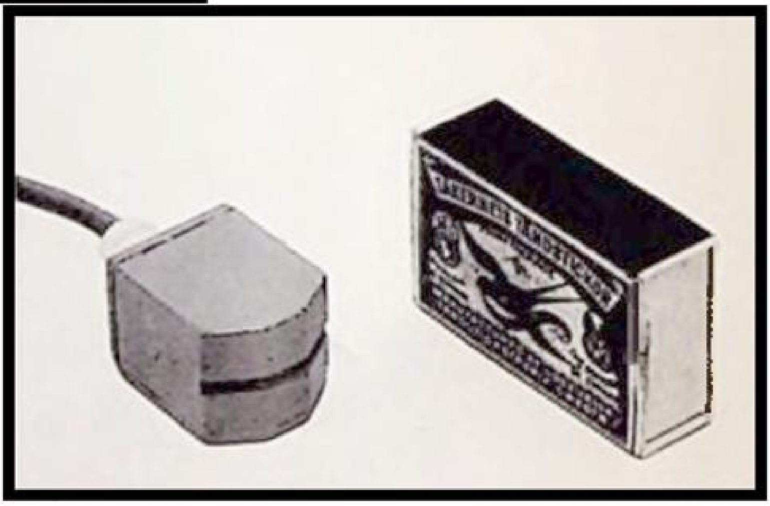


Foto 21 (p. 134)

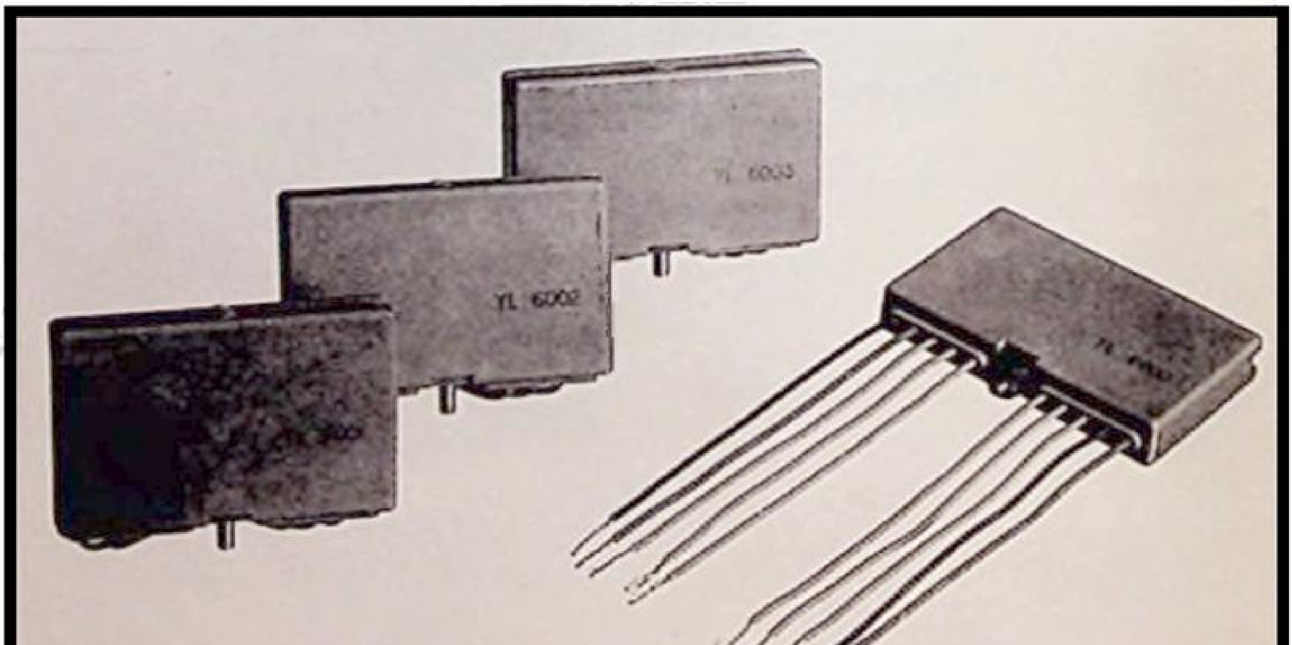


Foto 22 (p. 142)

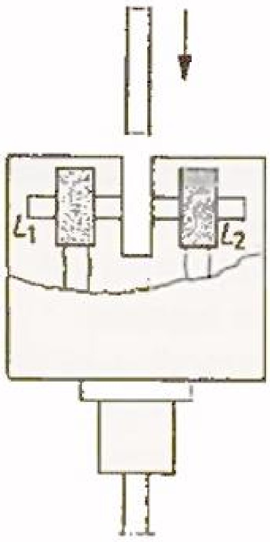


Fig. 6.7–10

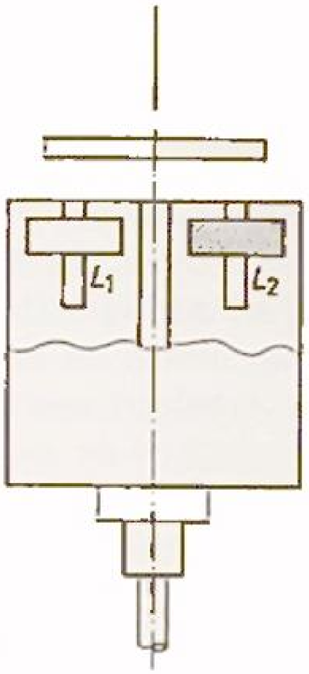


Fig. 6.7–11

Met behulp van de twee spoelen L_1 en L_2 is rondom een transistor OC45 een oscillatorschakeling opgebouwd met een eigen frequentie van 500 kHz. Wanneer de koppeling tussen de twee spoelen wordt verzwakt, valt de oscillator uit, daar niet meer aan de oscillatievoorwaarde voldaan wordt. Met een derde spoel bijgewikkeld op L_2 wordt het oscillatorsignaal afgenomen en met behulp van een diode gelijkgericht. Aan de uitgang treedt dan een gelijkspanning op zolang de koppeling tussen L_1 en L_2 voldoende groot is. De gelijkspanningsimpuls of -sprong wordt toegevoerd aan een

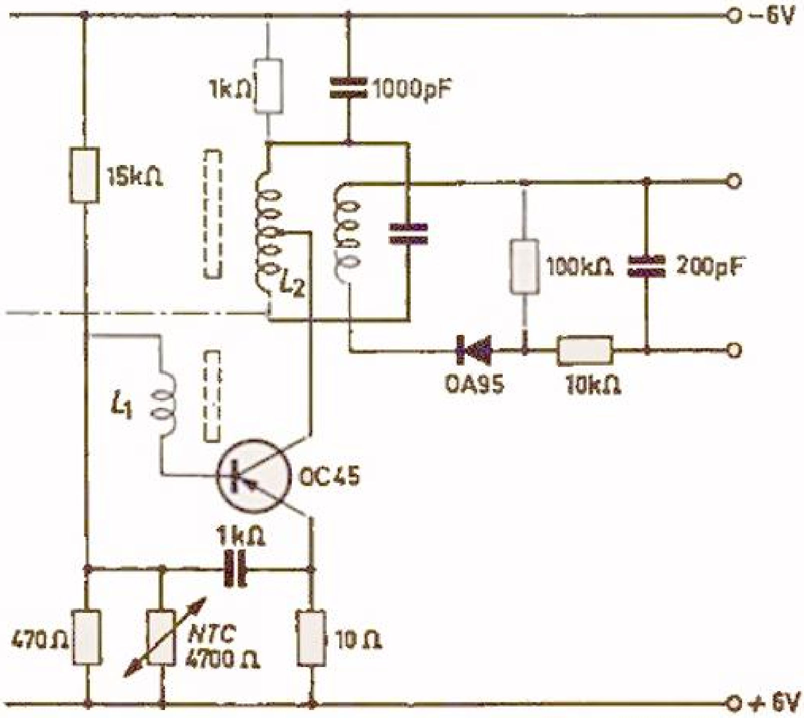


Fig. 6.7–12

impulsvormer als b.v. in fig. 3.3–8 is getekend (zie ook foto 21). De praktische schakeling is ontwikkeld door Dipl. Ing. P. Havas bij de N.V. Philips.

Dit type oscillator-impulsgever is ook geschikt om draaiende bewegingen (b.v. toerentalopnemer) af te testen. De draaiende schijf tussen de spoelkernen moet dan tandvormig uitgevoerd zijn.

Met de beschreven principes van impulsgevers (en elektronische schakelaars) hopen wij voldoende richtlijnen gegeven te hebben om enige analoog-digitaal omvormers als ingangseenheden voor telapparaten (of als elektronische schakelaars voor digitale besturingen) op te bouwen.

HOOFDSTUK 7

ENIGE SYSTEMEN VOOR HET METEN EN BESTUREN MET BEHULP VAN DIGITALE TECHNIEK

In de zes voorafgaande hoofdstukken beschreven we de basisschakelingen die gebruikt worden voor het meten, besturen en regelen. Uiteengezet werd dat de basisschakelingen slechts twee mogelijke uitgangssignalen hebben: 0 of 1; geen of wel signaal.

Wanneer ten aanzien van een bepaalde grootheid (b.v. een elektrische spanning) alleen gevraagd wordt of ze groter of kleiner is dan een bepaalde waarde, kan met behulp van een als amplitude-discriminator aangepaste Schmitt-trigger direct het antwoord gegeven worden, daar dit alleen maar „ja" of „neen" kan luiden (zie fig. 4.8–18). Het antwoord „ja" of „neen" moeten wij ook kunnen waarnemen; dat kan b.v. met de beschreven indicatorapparatuur. Dit is een tweewaardig analoog-digitaal meetsysteem, bijzonder geschikt voor het bepalen van tolerantiegrenzen.

Het is b.v. mogelijk dat de spanning die gemeten wordt volgens dit principe afgeleid is van een temperatuur (met behulp van een N.T.C. weerstand b.v.). Het indicatorlampje gaat branden boven een bepaalde ingestelde temperatuurgrens en signaleert zo b.v. de „maximum toegestane temperatuur". Wij spreken nu van een „meting".

Vervangen wij het lampje door een relais dat het verwarmingselement blijvend afschakelt boven de ingestelde grens, dan spreken wij van een „besturing".

Besturen is dus meten waaraan een commando verbonden is, d.w.z. na het bereiken van het gestelde doel (hier dus een éénwaardig programma: de als maximum toegestane temperatuur), wordt een commandosignaal gegeven om in te grijpen in een onder controle staand proces (b.v. oven uitschakelen).

De vorm en de volgorde waarin het proces wordt afgewerkt kunnen wij „programma" noemen; zulke besturing wordt dan ook programmabesturing genoemd (deze wordt vooraf ingesteld).

Indien geëist wordt dat de ingestelde temperatuur niet alleen één keer bereikt wordt, maar dat bovendien deze waarde zoveel mogelijk constant gehouden moet worden, dan zal men de regelinstallatie zo moeten uit-

voeren dat het verwarmingselement weer ingeschakeld wordt als de temperatuur beneden de ingestelde waarde daalt.

De besturing wordt daarmee automatisch; d.w.z. zolang de gehele regelinstallatie in bedrijf is, wordt op ieder ogenblik automatisch gecontroleerd of het gestelde doel bereikt is; zo niet, dan wordt „gecorrigeerd", d.w.z. geschakeld tot het doel wel is bereikt. Zodra er gecorrigeerd wordt, wordt er geregeld. Er behoeft alleen dan te worden gecorrigeerd indien het gestelde doel wordt beïnvloed door grootheden, die niet in het programma zijn of kunnen worden opgenomen.

Regelen kan alleen dan door besturen worden vervangen indien alle grootheden die het gestelde doel beïnvloeden in het programma voorkomen.

Wij zullen dit verklaren aan de hand van een voorbeeld, in casu een wikkelmachine die een aantal windingen ($W = 222$ windingen) op een spoel moet wikkelen. Het programma geeft dus voor de wikkelas $n = 222$ omwentelingen aan.

Heeft de wikkelas dit geprogrammeerde aantal bereikt dan wordt hij ontkoppeld van het aandrijfmechanisme en zó afgeremd dat hij binnen één omwenteling stopt. Aldus worden in dit geval spoelen gemaakt met een nauwkeurigheid van 1 winding.

Gaan we de wikkelsnelheid opvoeren om de produktie te verhogen, dan zal de kinetische energie van de wikkelas groter worden, zodat ook de remweg groter wordt, terwijl hij tevens een grotere absolute spreiding heeft.

De ingestelde waarde was 222 omwentelingen, maar bij de nieuwe programmering (hogere snelheid) staat de wikkelas stil na b.v. 224–230 omwentelingen. De wisselende eigenschappen van de rem kunnen niet in ons programma opgenomen worden; we moeten dus niet alleen besturen, maar ook meten en regelen.

De eenvoudigste (meest primitieve) oplossing is het programma op een zeker lager aantal omwentelingen in te stellen, b.v. 212, om dan, wanneer de machine stilstaat na b.v. 220 omwentelingen (gemeten met de teller) er met de hand nog twee windingen bij te draaien (regelen). Het verschil met 222 kan natuurlijk ook machinaal gecorrigeerd worden.

Voor digitale technieken echter is het een veel elegantere oplossing zuivere programmabesturing toe te passen. Daartoe moet de spreiding in remweg op de een of andere manier weggewerkt worden. Wij kiezen daartoe twee programma's; in het eerste programma gaan wij snel wikkelen (tot 200 windingen); vervolgens stappen wij over op het tweede programma nl. zo langzaam wikkelen dat de rem aan de gestelde eisen voldoet, d.w.z. een korte remweg met kleine spreiding. Nu wordt het juiste aantal windingen met lage snelheid bereikt en de wikkelas kan weer nauwkeurig stoppen.

Het regelprobleem is nu teruggebracht tot een besturing met twee programma's.

Het eerste programma omvat dus: 200 windingen snel wikkelen, gevolgd door een commando langzaam wikkelen.

Het tweede programma omvat: eindaantal 222 windingen volmaken, gevolgd door het commando stoppen.

Voor het meten van willekeurige waarden van fysische grootheden is de tweewaardige digitale meetapparatuur niet geschikt; deze is alleen bruikbaar om grenswaarden te meten (tolerantiemetingen).

De willekeurige waarden kunnen gemeten worden met telapparatuur. Een voorwaarde daartoe is dat de waarde van de fysische grootheid vertaalbaar is in een aantal impulsen waarvan het aantal een vast verband heeft met de waarde van de fysische grootheid.

In dit hoofdstuk worden een aantal typische voorbeelden van de toepassing van de digitale techniek beschreven om de lezer een globale indruk te geven van de mogelijkheden die deze techniek biedt.

Na deze voorbeelden, waarmee de lezer zich kan oriënteren, zal een samenvatting gegeven worden aan het einde van dit hoofdstuk, waarin de karakteristieke eigenschappen van de digitale meet- en bestuurtechniek besproken worden.

7.1 Symbolen voor het tekenen van meet- en besturingssystemen

Het is een tijdrovende opgave een compleet systeem tot in details te tekenen, en dan is zo'n systeem nog weinig overzichtelijk. Daarom wordt het systeem getekend volgens een blokschema waarin bepaalde symbolen gebruikt zullen moeten worden.

De fig. 7.1-1 t/m 68 geven een aantal bouwelementen voor blokschema's, die zich in functie van elkaar onderscheiden door de erin getekende internationale symbolen.

1. Omvormer wisselspanning-gelijkspanning, welke gebruikt kan worden om voedingsapparaten te symboliseren (AC–DC omvormer).
2. DC–DC omvormer; kan b.v. een transistor-gelijkspanningsomvormer zijn voor voeding van een Geiger-Müller teller.
3. DC–AC omvormer voor converter doeleinden.
4. Gelijkspanningsomvormer met motorgenerator.
5. DC–DC omvormer met regelmogelijkheid.
6. DC–DC omvormer met automatische regeling (gestab. voeding).
7. AC–DC omvormer met gestabiliseerde gelijkspanning.

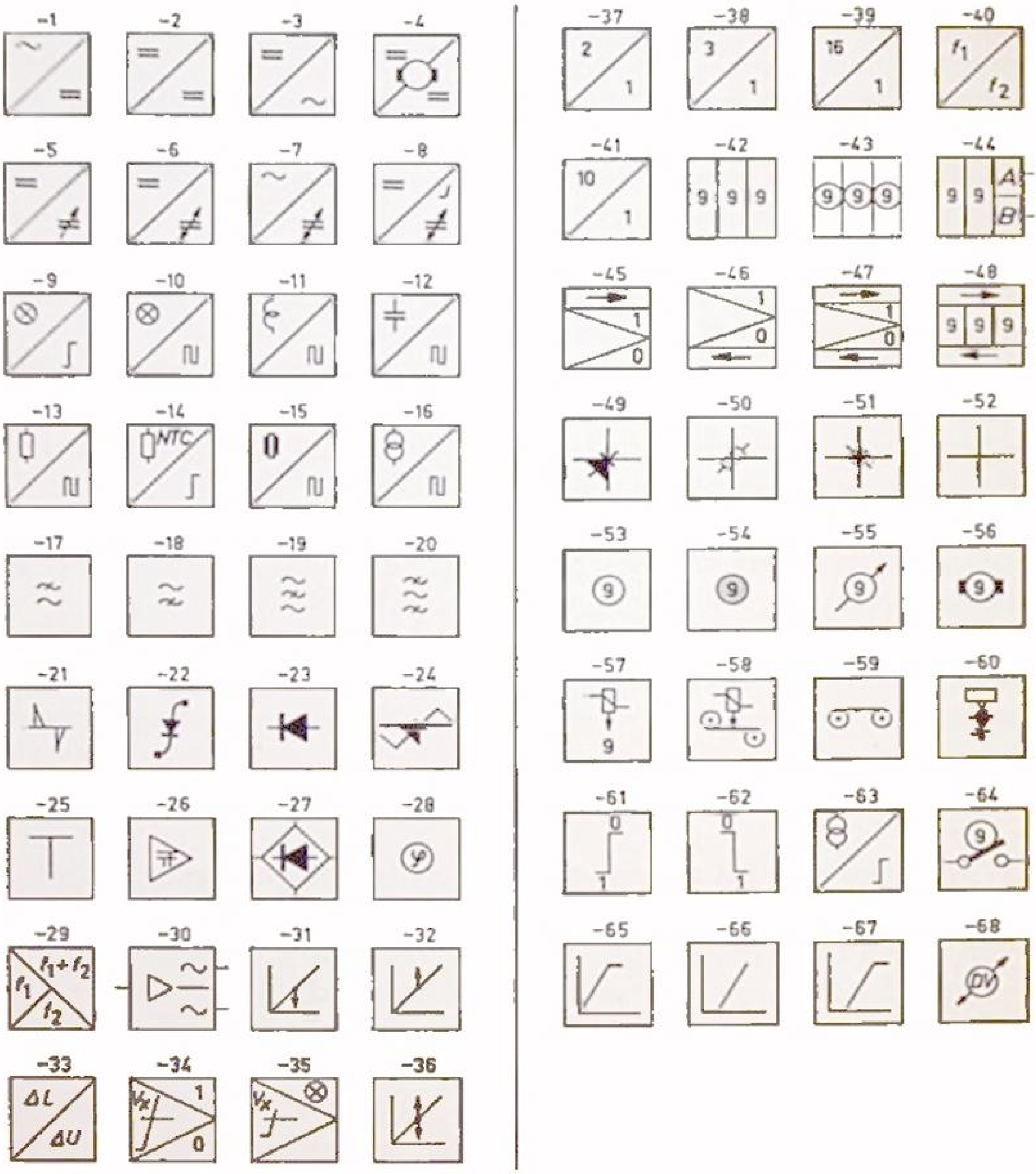


Fig. 7.1

8. Stroomstabilisator.
9. Optische elektronenschakelaar.
10. Optische impulsgever.
11. Impulsgever volgens het inductieve principe.
12. Impulsgever volgens het elektrostatische principe.
13. Impulsgever op weerstandsverandering; drukopnemer; elementen met rekstrookjes.

14. Elektronische schakelaar met weerstandselement met negatieve temperatuurcoëfficiënt.
15. Impulsgever met piëzo-elektrisch element.
16. Impulsgever volgens transformatorprincipe (b.v. differentiaaltrafo).
17. Laag-doorlaatfilter.
18. Hoog-doorlaatfilter.
19. Band-sperfilter.
20. Band-doorlaatfilter.
21. Differentiator met differentiërend element.
22. Integrator.
23. Gelijkrichter, demodulator.
24. Discriminator.
25. Filter met schakeling volgens T-filter (uit te breiden met π- enz. filters).
26. Actief filter met versterktrap (dubbel T-filter).
27. Diode-brugschakeling.
28. Fazedraaier-schakeling.
29. Mengtrap.
30. Faze-omkeertrap.
31. Geregelde versterktrap als compressor.
32. Geregelde versterktrap als expander.
33. Algemene omvormer van fysische naar elektrische grootheden; hiervan het inductieve type (transducer).
34. Analoog-digitaal omvormer voor spanningen.
35. Analoog-digitaal omvormer voor spanningen (met lampindicator).
36. Automatisch geregelde versterker.
37. Frequentiedeler 1 : 2 (tweedeler).
38. Driedeler.
39. Zestiendeler.
40. Frequentiedeler algemeen.
41. Tiendeler.
42. Teller met drie decaden.
43. Teller met drie decaden en indicator.
44. Teller met twee decaden en A, B programma (preset counter).
45. Bistabiele schakeling, schuifrichting naar rechts.
46. Bistabiele schakeling, schuifrichting naar links.
47. Bistabiele schakeling, schuifrichting naar beide kanten.
48. Heen- en terug-teller met drie decaden.
49. Diode matrix.
50. Weerstandsmatrix.
51. Ferrietringen-matrix.

52. Algemene matrix voor gemengde schakelingen.
53. Indicator unit algemeen.
54. Indicator unit met glim-ontladingsbuis.
55. Indicator unit met meter.
56. Indicator unit met motor.
57. Registratie met cijferdrukmachine.
58. Registratie met ponsmachine.
59. Registratie met magnetofoonband.
60. Registratie met schrijfapparatuur.
61. Elektronenschakelaar met ruststand signaal 0.
62. Elektronenschakelaar met ruststand signaal 1.
63. Elektronenschakelaar op transformatorprincipe.
64. Elektronenschakelaar met cijferaanduiding (b.v. decadeschakelaar voor preset counters).
65. Begrenzer bovensignaal.
66. Begrenzer ondersignaal.
67. Tweezijdige begrenzer.
68. Digitale voltmeter.

7.2 Units voor logische schakelingen

In de eerste zes hoofdstukken zijn richtlijnen gegeven om de basisschakelingen van de digitale techniek te berekenen en te bouwen. Bovendien zijn voor professionele toepassingen ook in blokvorm samengebouwde basisschakelingen in diverse uitvoeringen (z.g. bouwstenen) verkrijgbaar.

Voor het opbouwen van een meetinstrument behoeft men dan bij het toepassen van deze blokjes niet meer de schakelingen te berekenen, maar alleen het type en het aantal blokjes te bepalen dat voor dit meetinstrument vereist is, en deze vervolgens op de juiste manier met elkaar te verbinden.

De blokvormige opbouw in de digitale techniek is bijzonder aantrekkelijk omdat de basisschakelingen vele malen voorkomen in hetzelfde ontwerp. Het grote aantal verschillende typen van basisschakelingen, die bovendien nog door de diverse fabrikanten in andere combinaties gebouwd worden, is in het kader van dit boek niet uitvoerig te beschrijven. Twee typische voorbeelden willen wij voor de lezer echter nader toelichten, en wel een systeem voor logische schakelingen en een systeem voor teldoeleinden.

Het eerstgenoemde systeem voor logische schakelingen is het NOR-systeem, als in paragraaf 4.7 behandeld. De volgens dit systeem uitgevoerde bouwstenen zijn te zien in foto 22. Deze blokjes worden gefabriceerd door

Philips onder de naam „Mullard Equipment Limited" in Engeland. De aan deze blokjes gegeven fabrieksnaam is „Norbit" (a building brick for industrial control systems). De afmetingen van de blokjes zijn 64 × 42 × 12 mm, het gewicht is 33—41 gram, afhankelijk van het type schakeling.

De schakeling is ondergebracht in een kunststofhuis waaruit maximaal 10 aansluitdraden van 10 cm lengte steken. De aansluitingen zijn met kleuren gecodeerd. Tussen de aansluitdraden bevindt zich een bevestigingsschroef, waarmee op een verzamelbasis 12 van deze blokjes kunnen worden vastgezet (zie foto 23).

De blokjes zijn berekend op tweemaal 24 V voedingsspanning (−24; 0 en +24 V). De typische NOR-unit is getekend in fig. 7.2–1. Dit is een omkeerschakelaar met een zesvoudige logische weerstandsingangsschakeling. De ingangsdraden zijn grijs (SL), de uitgangen violet (V), de +24 V voeding rood (R), de 24 V voeding blauw (BL); aarde (nul) is zwart (BK) en de extra aansluitingen zijn rose (P). Eén NOR-unit kan 6 volgende NOR-units besturen; om een groter aantal te kunnen besturen, moet een emissorvolger tussengeschakeld worden, welke 17 NOR-units kan besturen (zie fig. 7.2–2).

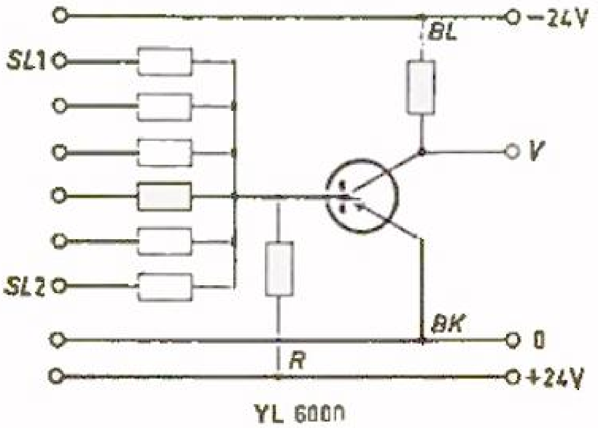


Fig. 7.2–1

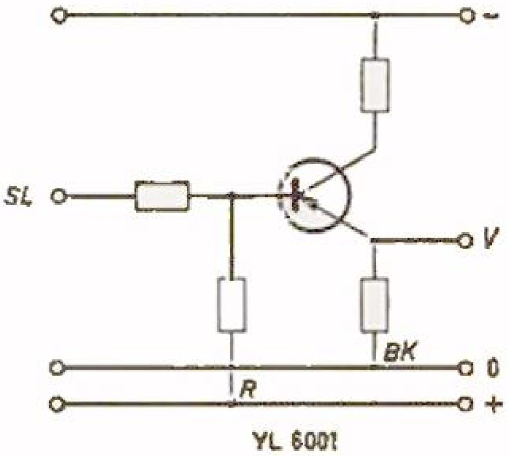


Fig. 7.2–2

De uitgangen bij de logische schakelingen zijn vermogenstrappen. Er staan 4 typen vermogenstrappen ter beschikking, zoals in de figuren 7.2–3 t/m 6 is aangeduid. De trap in fig. 7.2-3 tot maximaal 0,045 A, is geschikt voor relais en kleine elektromagneten. Voor signalering is er een lampversterker-unit tot maximaal 0,12 A. De schakeling hiervan is gegeven in fig. 7.2–4.

Voor middelgrote elektromagneten past de schakeling van fig. 7.2–5 met een I_{max} = 1,5 A en voor zeer grote magneten dient de in fig. 7.2–6 getekende schakeling, die gaat tot een I_{max} = 6 A. Dan zijn er nog een binaire tel-unit en een tijdvertragings-unit, welke laatste in dit overzicht niet is

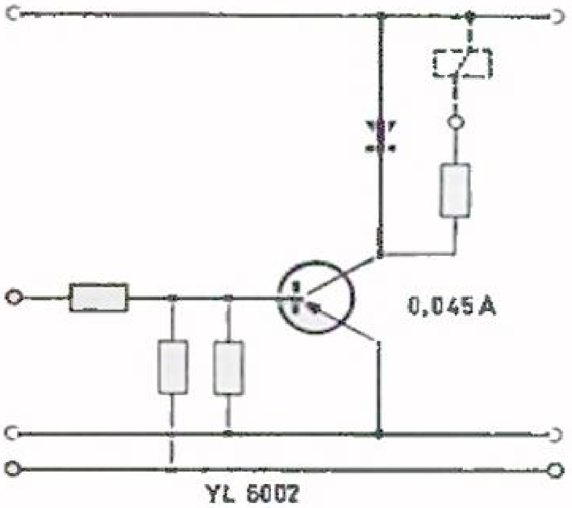


Fig. 7.2–3

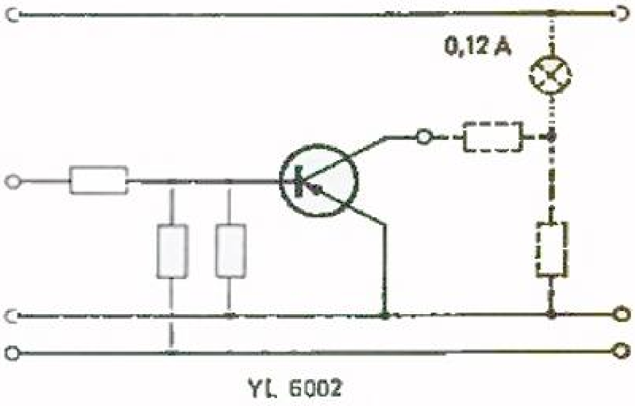


Fig. 7.2–4

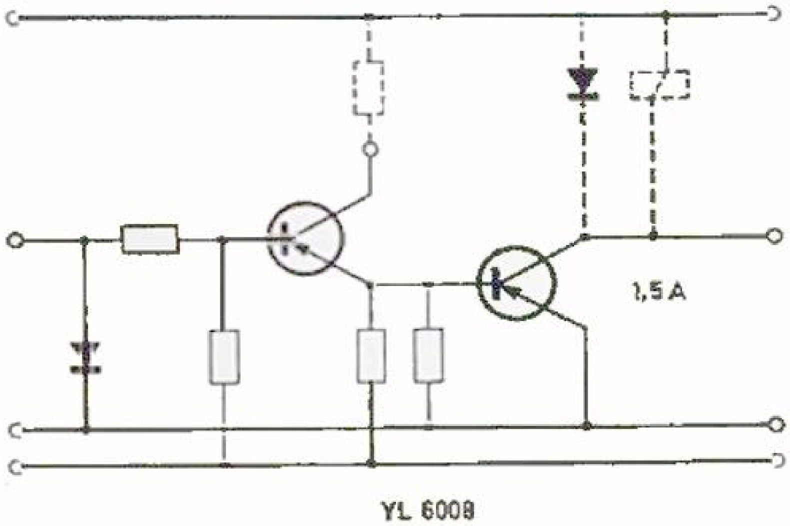


Fig. 7.2–5

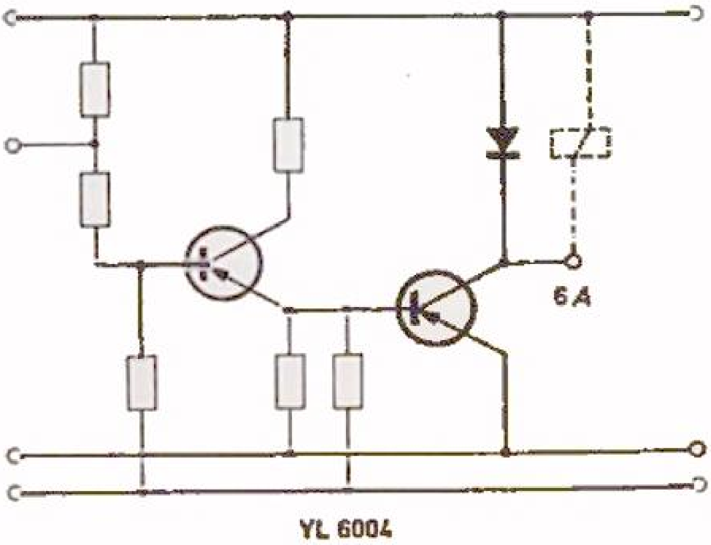


Fig. 7.2–6

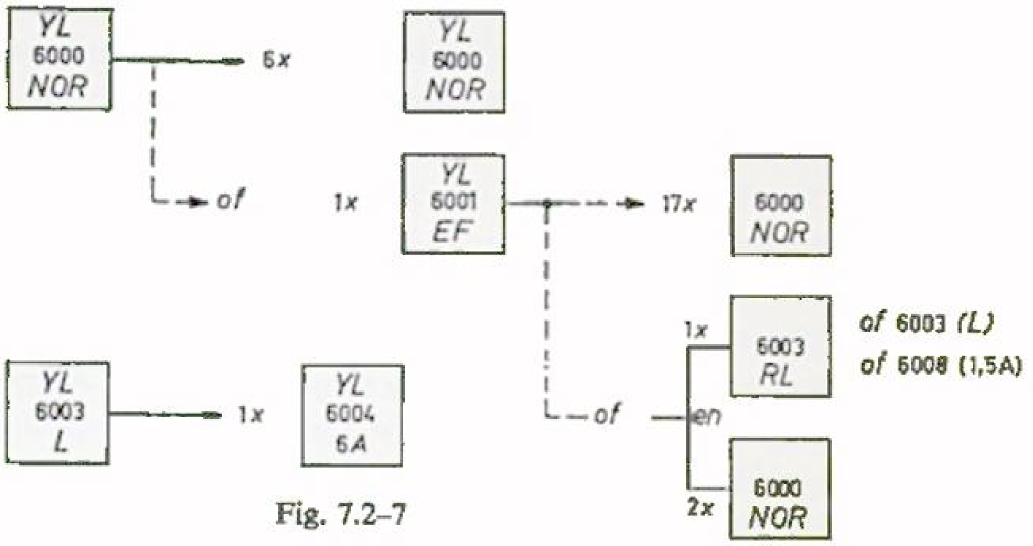


Fig. 7.2–7

opgenomen. In fig. 7.2–7 is (als uittreksel) een overzicht gegeven van de besturingsmogelijkheden tussen de verschillende units. Gevraagd wordt b.v. een 6 A uitgangstrap (YL 6004), bestuurd door een NOR-unit (YL 6000). Uit fig. 7.2–7 blijkt dat de 6 A trap bestuurd kan worden door de trap YL 6003. De YL 6003 kan alleen maar worden bestuurd door de emissor-

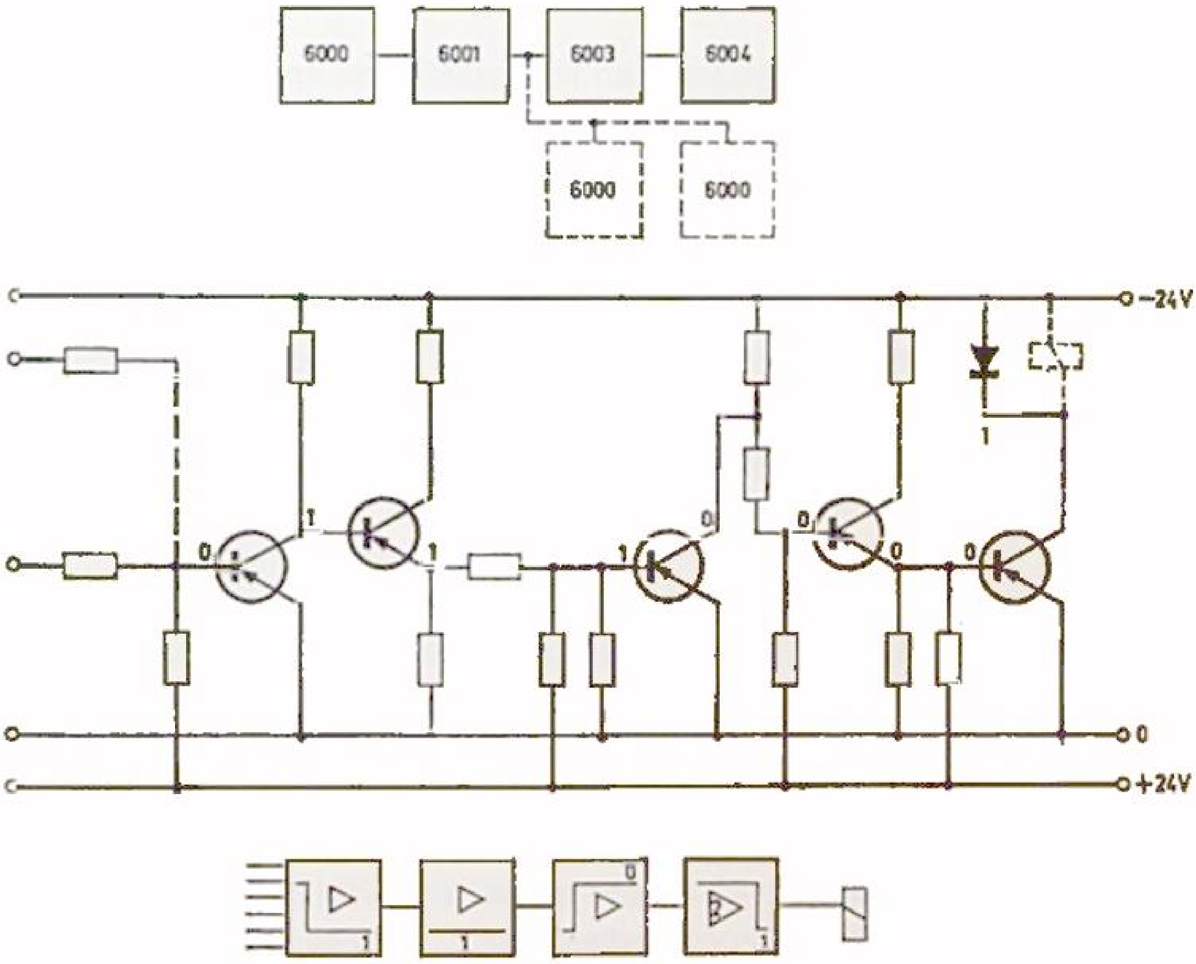


Fig. 7.2–8

volgertrap YL 6001. En deze emissorvolger YL 6001 is direct bestuurbaar door een NOR-unit. Uit het overzicht volgt bovendien, dat de emissorvolger eventueel nog extra twee NOR-units zou kunnen besturen.

Het tabelvormig samengestelde overzicht dat door de fabrikant verstrekt wordt, en waarvan fig. 7.2–7 een uittreksel is, wordt „belastingstabel" (loading table) genoemd.

De complete schakeling van de 6 A trap, bestuurd door een NOR-unit aan het begin, is getekend in fig. 7.2–8. Met bestuursignaal 0 aan de ingang van de NOR-unit is de elektromagneet aan de uitgang van de 6 A trap niet bekrachtigd. Wanneer één van de zes ingangen van de NOR-unit bestuursignaal 1 ontvangt, wordt de elektromagneet bekrachtigd. Voor toepassingen kan men in de volgende voorbeelden nog mogelijkheden vinden.

Daar in lang niet alle gevallen alle zes ingangen van een NOR-unit worden benut, is ook nog een dubbel uitgevoerde NOR-unit met twee ingangen verkrijgbaar gesteld, nl. de YL 6012. Deze bouwsteen neemt de helft in van het volume van twee YL 6000 eenheden en is relatief goedkoper.

7.3 Units voor tellers

Met Norbits kan ook een systeem van telschakelingen opgebouwd worden, als in § 4.7 bij fig. 4.7–7 is beschreven, en wel door het samenstellen uit twee NOR-units van een bistabiele schakeling, die, zoals in hoofdstuk 6 gezegd, de basisschakeling voor telapparatuur vormt.

Evenzo zijn de in deze paragraaf te beschrijven units geschikt om er logische schakelingen mee te realiseren. Dat dit ook een voorwaarde is, is te begrijpen als men bedenkt dat decoderen zonder logische schakelingen niet denkbaar is.

Foto 24 toont een aantal andere bouwstenen van Philips (Industrial Components and Material Division). De afmetingen van de blokjes zijn: 54 × 24 × 11 mm, en het gewicht is ca. 20 gram, afhankelijk van het type. De schakeling is gegoten in een kunststofhuis waar maximaal 10 aansluitdraden van 1,5 cm lengte uitsteken. De aansluitdraden zijn gecodeerd met nummers; deze verschillen naar gelang het type. Op foto 25 ziet men de inwendige montage van een unit. De units worden luchtdicht ingegoten en zijn dus bestand tegen tropische invloeden. De onderdelen zijn gemonteerd op een plaatje met gedrukte bedrading, zodat samen met het vulmateriaal een goede bescherming tegen mechanische stoten is verkregen. De blokjes zijn berekend op tweemaal 6 V voedingsspanning (−6; 0 en +6 V).

De in de blokjes gedissipeerde energie is zo gering (20—100 mW), dat

speciale maatregelen voor koeling niet nodig zijn. Voor verdere garantiegegevens wordt verwezen naar de prospecti van de fabrikant.

In de figuren 7.3–1 t/m 12 zijn de schakelingen van de belangrijkste blokjes opgenomen. De bijgeschreven kleine cijfers geven het volgnummer van de aansluitdraden aan.

In fig. 7.3–1 is de schakeling FF 1 van een bistabiele vibrator gegeven. De bij de opbouw van teldecaden gebruikte notatie Q_1 en Q_2 (hoofdstuk 6) refereert hier aan aansluiting 10, resp. 1 (Q_1 behoort bij Tr_1 en Q_2 bij Tr_2). De aansluitingen 9 en 4 zijn directe ingangen (d.c. ingang), en 3 en 2 ingangen voor impulsbesturing (of spanningssprong) (a.c. ingang). De diodes aan de ingang zijn zo gepolariseerd dat de positief lopende flank de omschakeling inleidt. Wanneer de ingangen 2 en 3 worden doorverbonden, krijgen wij een tweedeler. De unit is bruikbaar als geheugen, als frequentiedeler en als bouwsteen voor een teldecade.

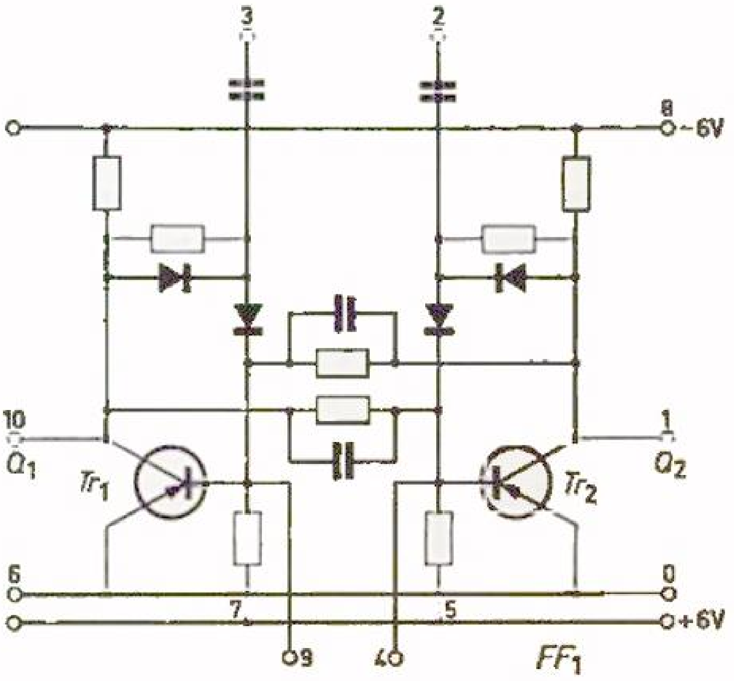


Fig. 7.3–1

Deze FF1-schakeling is geschikt om een tweede FF1 op de directe ingangen 9 en 4 te besturen, of 4 stuks FF1 tegelijk op de impulsingangen 2 en 3.

De besturingsmogelijkheid van de schakelingen onderling is vermeld in de belastingstabel (loading table), die door de fabrikant verstrekt wordt (zie litteratuurlijst).

De reset-impuls moet aan een van de ingangen 4 of 9 worden toegevoerd, zoals is te zien in hoofdstuk 6. Worden meer trappen tegelijk „gereset" dan moeten de trappen onderling in de reset-leiding door diodes worden ontkoppeld.

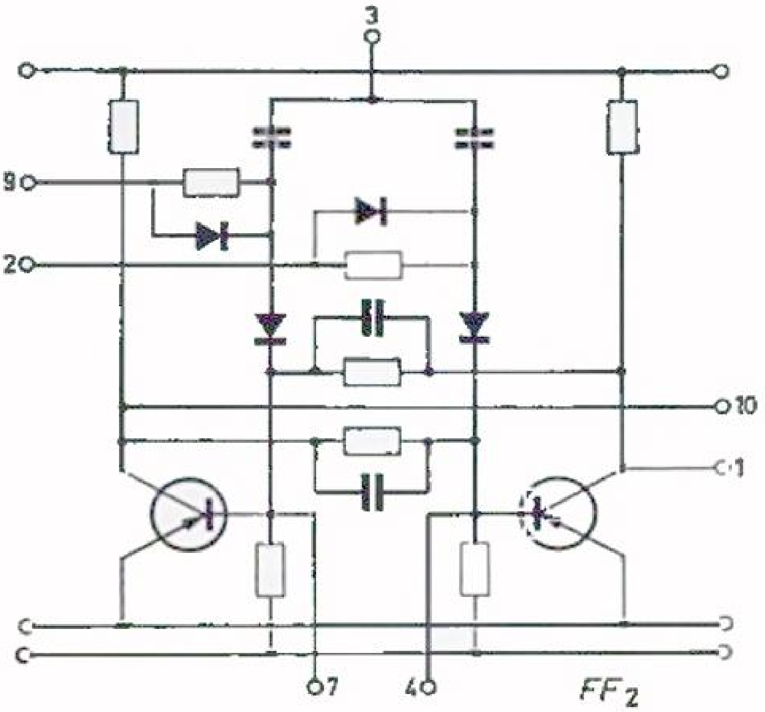


Fig. 7.3–2

In fig. 7.3–2 is een bistabiele vibrator van het schuifregistertype getekend (FF2). De gemeenschappelijke impulsingang 3 is verbonden met de schuiflijn. De onderlinge koppelingen, die tussen de units aangebracht moeten worden, zijn de ingangen 9 en 2 en de uitgangen 10 en 1. Een naar rechts verschuivend schuifregister is verkregen door 9 te verbinden met 1 van de vorige trap, en 2 te verbinden met 10 van de vorige trap.

Voor een naar links verschuivend systeem moet ingang 9 met 1 van de volgende trap en ingang 2 met 10 van de volgende trap worden verbonden. De directe ingangen 7 en 4 dienen voor „reset" (her-plaatsing) òf voor een extra „set" (plaatsing) (zie ringteller in fig. 6.6–2), òf, als derde toepassing,

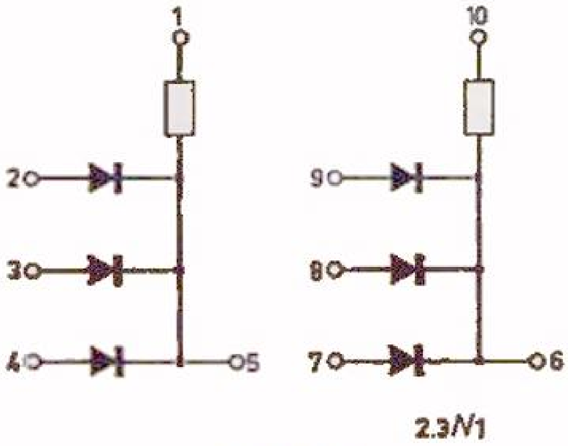


Fig. 7.3–3

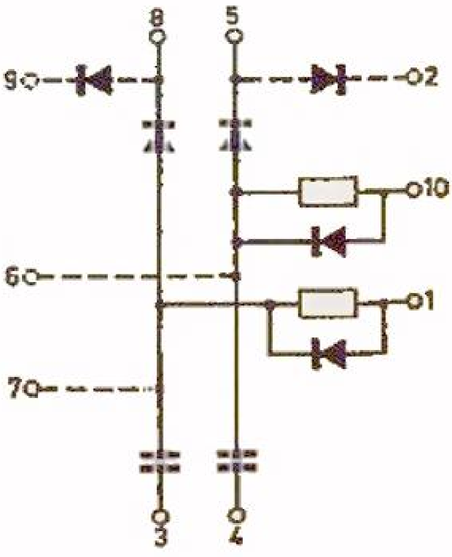


Fig. 7.3–4

voor de uitbreiding tot tweerichtingenteller. In het laatste geval moet men het in fig. 7.3–4 getekende triggersysteem nog aansluiten aan de directe ingangen (vergelijk fig. 6.6–1).

De in fig. 7.3–4 gestippeld weergegeven onderdelen zijn wel aanwezig, maar als trigger voor een tweerichtingenteller niet in gebruik. Om een tweerichtingenteller te „resetten" worden deze ingangen wel gebruikt. De codenaam is 2PL1. De uitgangen 8 en 5 van fig. 7.3–4 worden verbonden met de ingangen 7 en 4 van fig. 7.3–2 voor de tweerichtingenteller.

In fig. 7.3–3 zijn koppeldioden en weerstanden in twee groepen uit het blokje 2.3.N1 weergegeven. Deze zijn te gebruiken als decodeer-elementen bij logische schakelingen. Fig. 7.3–5 toont een impulsvormer (puls-shaper) als in blokje PS1.

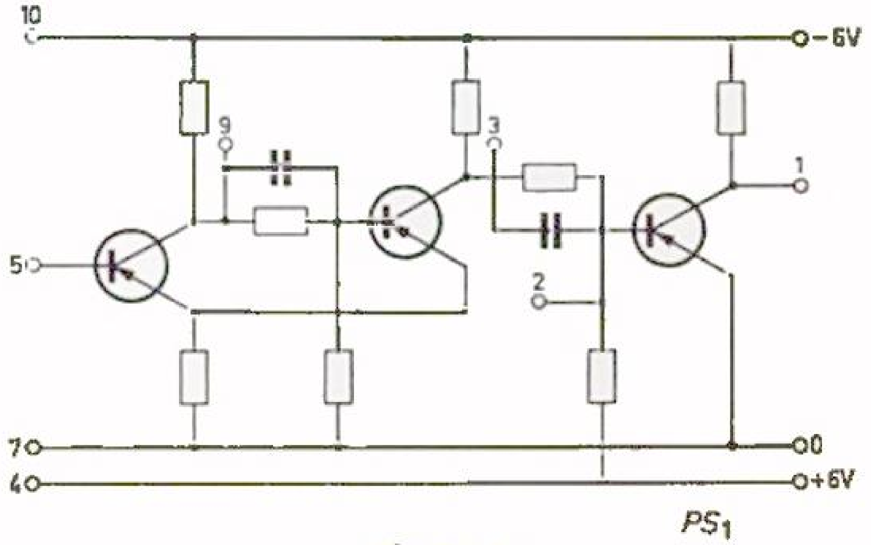


Fig. 7.3–5

De eerste twee transistors zijn geschakeld als Schmitt-trigger, gevolgd door een derde transistor als omkeerschakelaar. Tussen de trappen zijn nog de punten 2, 3 en 9 naar buiten gevoerd, om een breder toepassingsgebied mogelijk te maken.

Het blokje PS1 kan met uitgang 1 twee flip-flops FF1 of FF2 tegelijk aandrijven òf een (later nog te beschrijven) emissorvolger, òf twee monostabiele vibrators, die zijn beschreven in fig. 7.3–6. Deze monostabiele vibrator OS1 (one-shot) heeft een eigen impulsduur van 2,2—4,5 μsec. Deze impulsduur is te verlengen door tussen de aansluitingen 3 en 10 een extra capaciteit aan te sluiten. Voor 10 μsec moet 820 pF extra aangesloten worden; voor 100 μsec 10.000 pF, en voor 1 msec 0,1 μF (zie gegevens fabrikant).

Uit de „loading table" volgt dat een OS1 voldoende bestuurenergie afgeeft aan uitgang 10 om vier FF1 of FF2 tegelijk aan de impulsingangen te besturen.

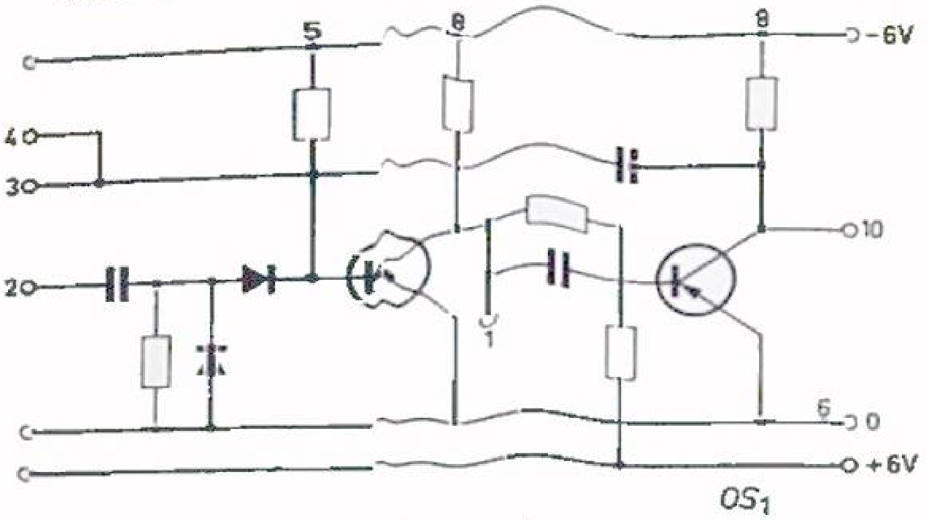


Fig. 7.3-6

In fig. 7.3-7 zijn weer twee groepen koppeldiodes met weerstanden voor logische schakelingen van blokje 2.3.P1 gegeven. De diodes zijn omgekeerd gepolariseerd t.o.v. blokje 2.3.N1 uit fig. 7.3-3.

In fig. 7.3-8 komen twee verschillende gescheiden transistorschakelaars

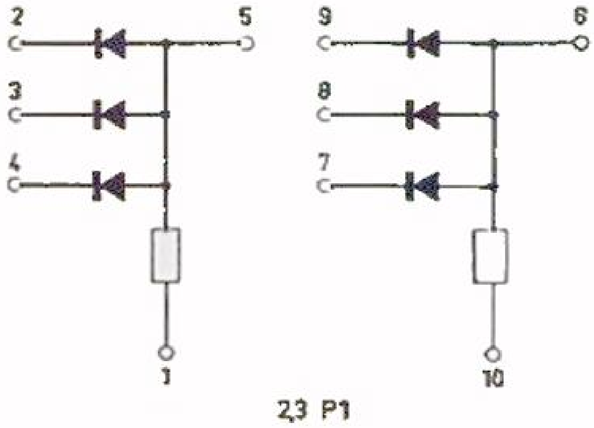


Fig. 7.3-7

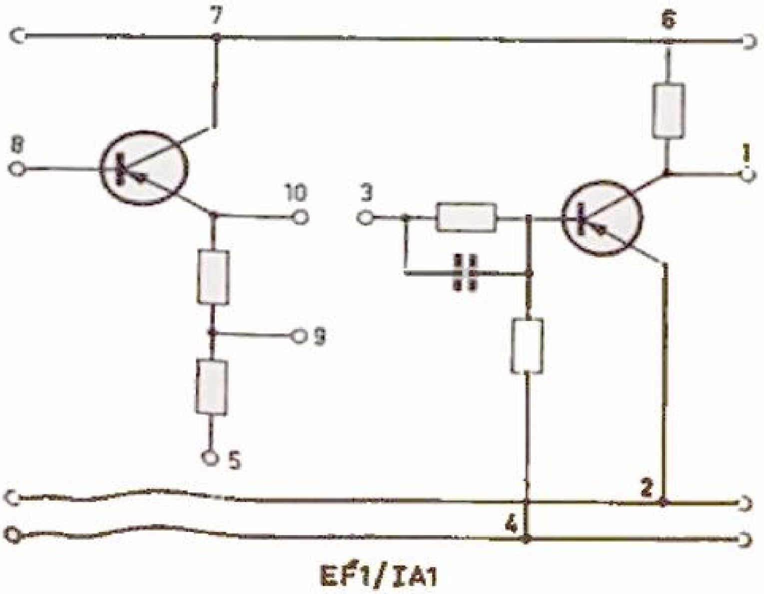


Fig. 7.3-8

voor, nl. een emissor-volger en een omkeer-schakeltrap (I.A.), zoals in blokje EF1/IA1 is toegepast.

In fig. 7.3–9 zijn twee gescheiden emissorvolgers van blokje 2.EF1 getekend en fig. 7.3–10 toont één van de twee identieke in het blokje 2.EF2 aanwezige emissorvolgers. De emissorvolger uit 2.EF1, zowel als die uit de 2.EF2, hebben een omschakeltijd van circa 0,1 μsec.

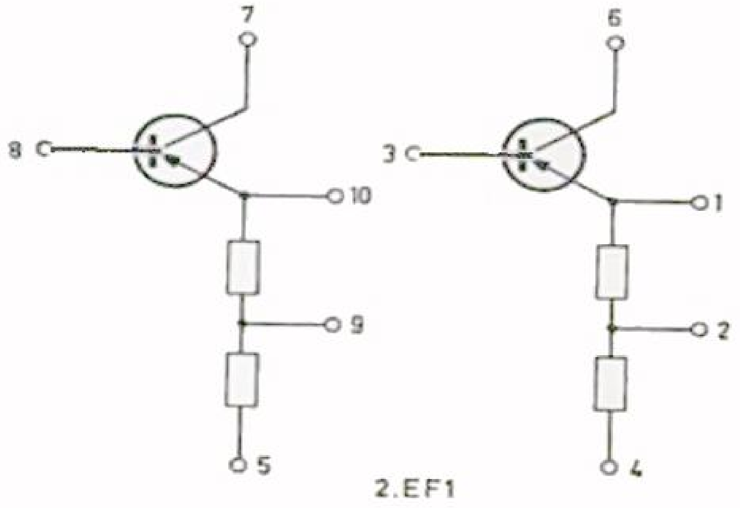


Fig. 7.3–9

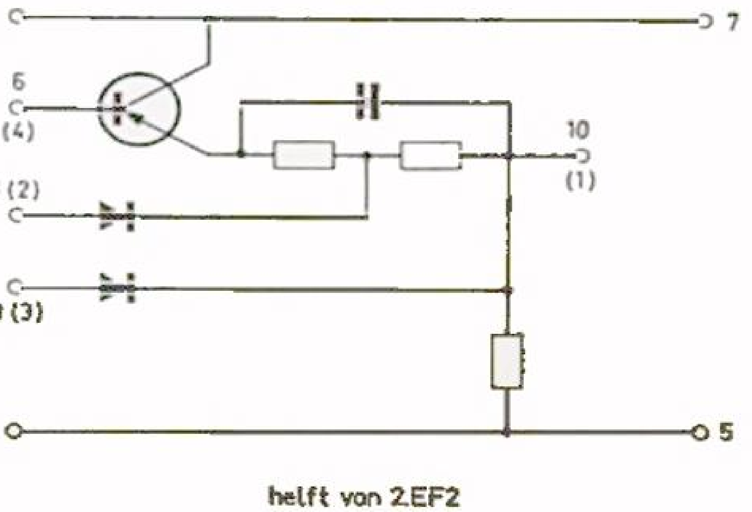
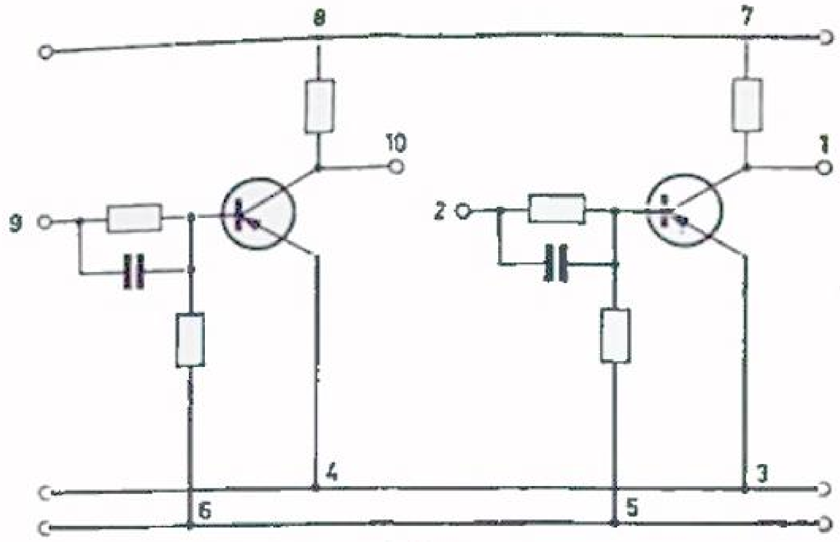


Fig. 7.3–10

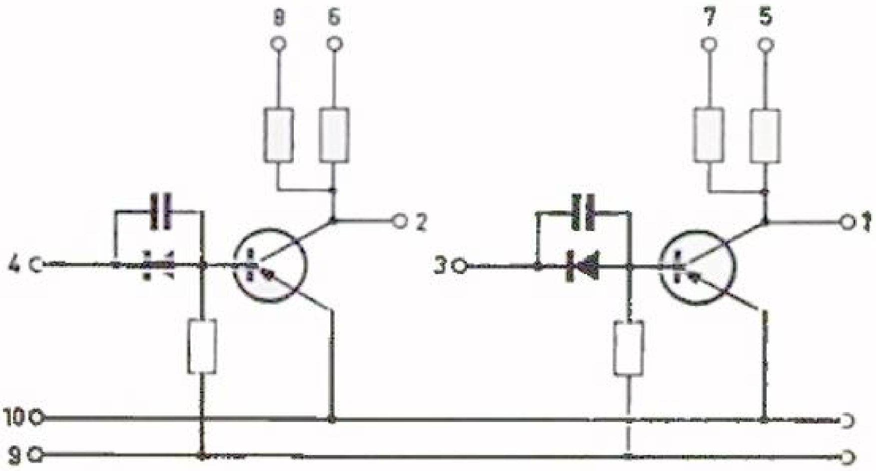
De extra diodes in het blokje 2.EF2 geven extra toepassingsmogelijkheden (zie b.v. fig. 7.3–14), waarvan één speciaal wordt toegepast om de overbesturing van de volgende trap te beperken (waardoor deze trap sneller schakelt). In fig. 7.3–11 zijn de twee gescheiden (identieke)omkeerschakelaars van blokje 2.IA1 weergegeven.

In fig. 7.3–12 ziet men een uitbreiding van het toepassingsgebied van fig. 7.3–11; daar zijn namelijk de collectorweerstanden dubbel uitgevoerd en bovendien zijn er ingangsdiodes toegepast. Van het blokje 2.IA2 is bovendien de uitgangsimpedantie zowel voor de negatief als de positief lopende uitgangsimpulsen veel kleiner dan die van blokje 2.IA1.



2.IA1

Fig. 7.3-11



2.IA2

Fig. 7.3-12

Zoals reeds opgemerkt, zijn deze blokjes ontworpen voor een voedingsspanning van 2 × 6 V. Bij de machinebesturingen is echter een voedingsspanning van 24 V vrijwel genormaliseerd. Daarom geven wij in de figuren 7.3-13 t/m 15 verschillende vermogens-uitgangsschakelingen voor 24 V.

De meeste fabrikanten geven voor het gebruik van hun blokjes alleen de bedradingsschema's op voor aanbevolen schakelingen rondom hun van aansluitnummers voorziene getekende blokjes, zoals is te zien boven in fig. 7.3-13, ten aanzien van een vermogenstrap van 0,23 A. De noodzakelijke onderdelen zijn 1 × 2.EF1, 1 × 100 Ω, 1W en 1 × OC 80 vermogenstransistor. De OC 80 wordt bestuurd door het blokje 2.EF1. Het 2.EF1 blokje kan bestuurd worden door één flip-flop (FF) òf door één IA1 óf één IA2 òf één OS1 òf één PS1.

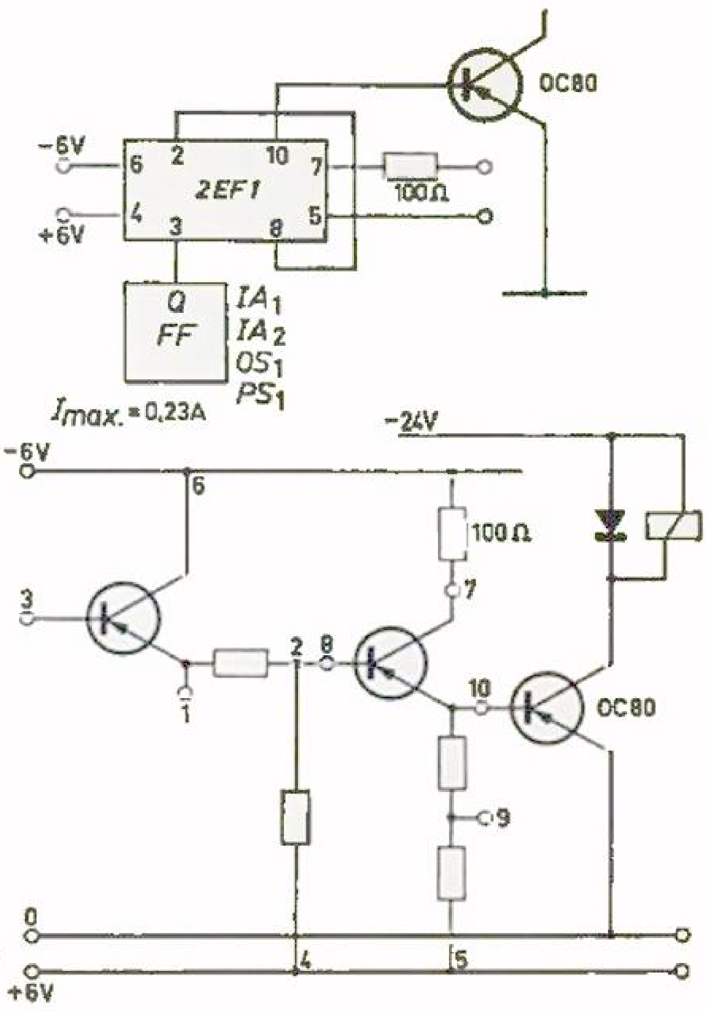
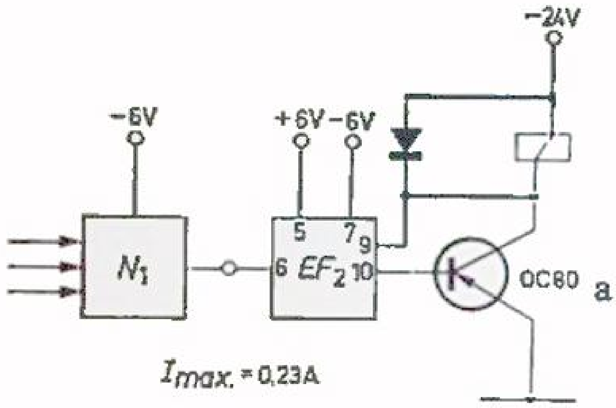


Fig. 7.3-13

Zolang de schakeling werkt, heeft de gebruiker geen zorgen; indien echter de combinatieschakeling van bouwstenen niet naar behoren werkt, is het raadzaam de schakeling compleet te tekenen, zoals is gebeurd in de onderste schakeling van fig. 7.3-13. Hieruit kan men met de kennis van de eerste zes hoofdstukken, na meting op de diverse aansluitdraden, eenvoudig concluderen welke de foutoorzaak is.

In fig. 7.3-14 komt nog een vermogenstrap tot max. 0,23 A voor, met een logische „en"-schakeling aan de ingang. De vermogenstrap OC 80 is alleen dan geleidend (elektromagneet bekrachtigd) wanneer alle drie de ingangen signaal 1 hebben (géén ingang: signaal 0).

Fig. 7.3-15 toont een zwaardere vermogenstrap tot maximaal 1,5 A. Rechts in de figuur ziet men, symbolisch weergegeven, de schakeling welke uit twee emissorvolgertrappen en een vermogensomkeerschakelaar bestaat. De emissorvolgertrappen hebben voor een ingangssignaal 0 een uitgangssignaal 0, en de omkeertrap heeft voor ingangssignaal 0 een uitgangssignaal 1. Het relais is dus niet bekrachtigd. Het relais wordt dus bekrachtigd met een signaal 1 aan de ingang van de schakeling.



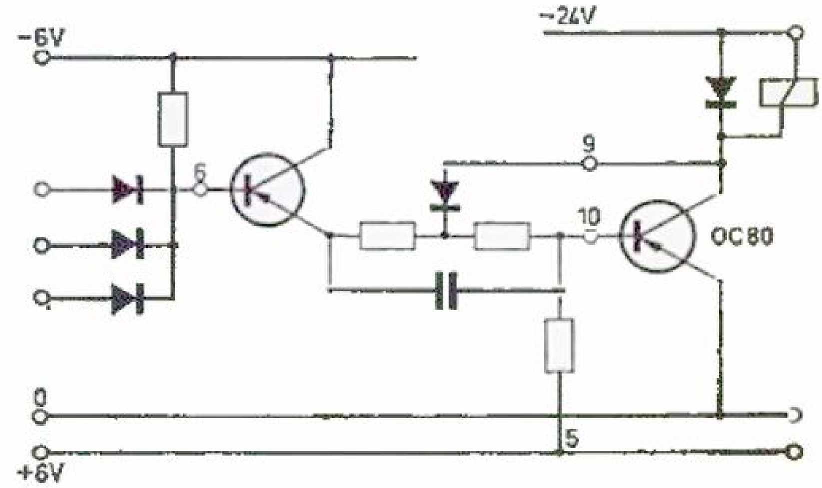


Fig. 7.3–14

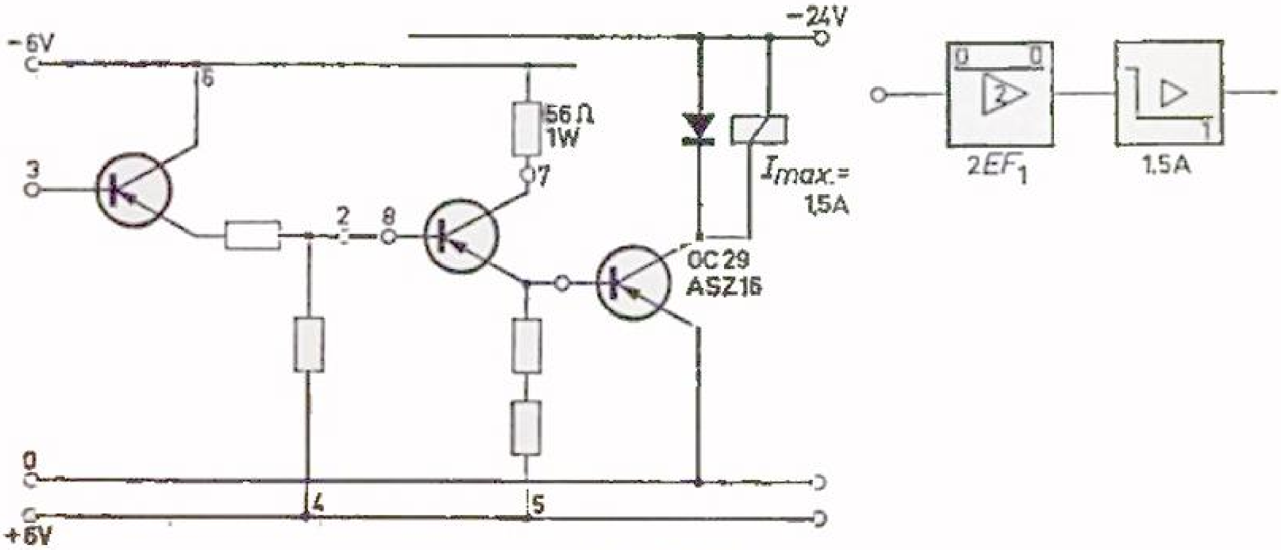


Fig. 7.3–15

In fig. 7.3–16 t/m 18 hebben we schakelingen voor „resetten" (terugstelling op nul) getekend. In 7.3–16 is een schakeling opgebouwd met een 2.IA2 blokje; deze schakeling kan 32 blokjes FF „resetten" met een negatief signaal op de directe ingang. De ingang van het blokje 2.IA2 moet daartoe met een signaal 1 gestuurd worden, of, indien met impulsen wordt gestuurd,

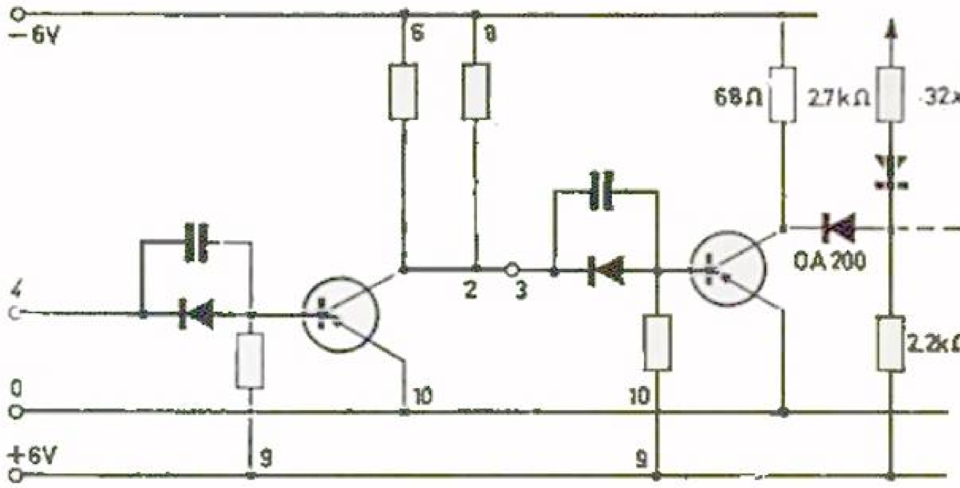


Fig. 7.3–16

valt het „reset" ogenblik samen met de negatief lopende flank (voor negatieve impulsen dus de voorflank).

Om hetzelfde doel te bereiken (32 × FF te resetten), maar nu bestuurd met signaal 0, kan fig. 7.3–17 toegepast worden. Het resetmoment valt samen met de positief lopende flank (naar nul) bij negatieve impulsen. In fig. 7.3–18 zijn vier flip-flops FF gereset met een vijfde flip-flop. Het signaal van

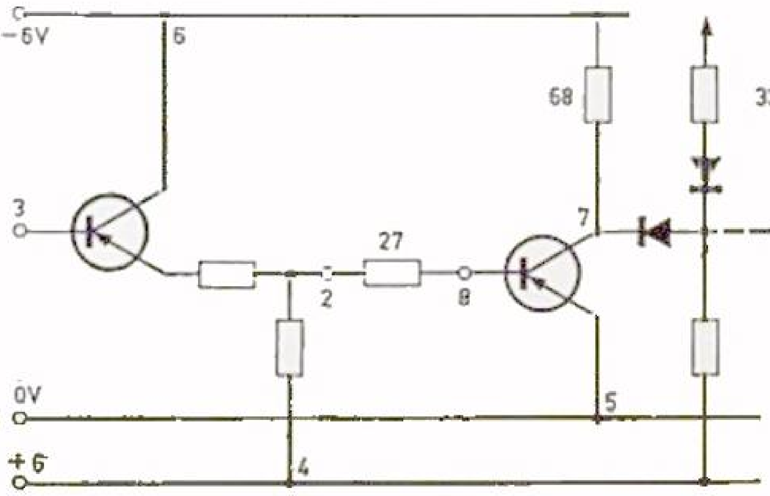


Fig. 7.3–17

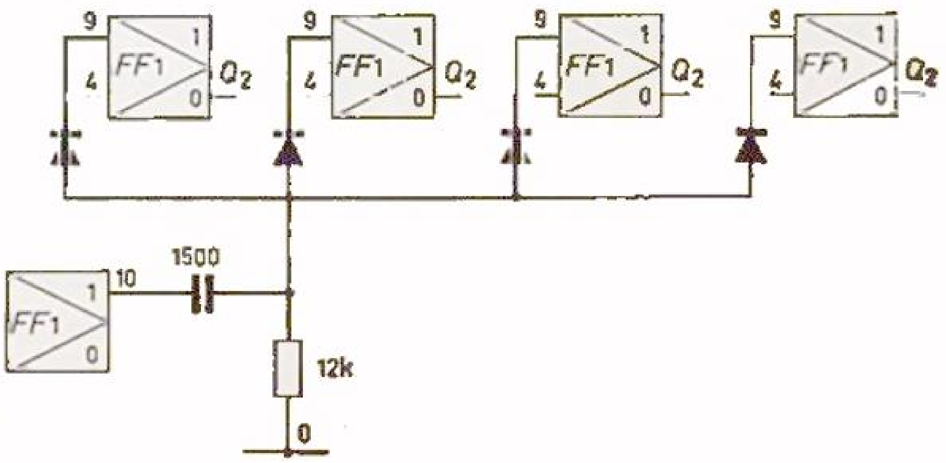


Fig. 7.3–18

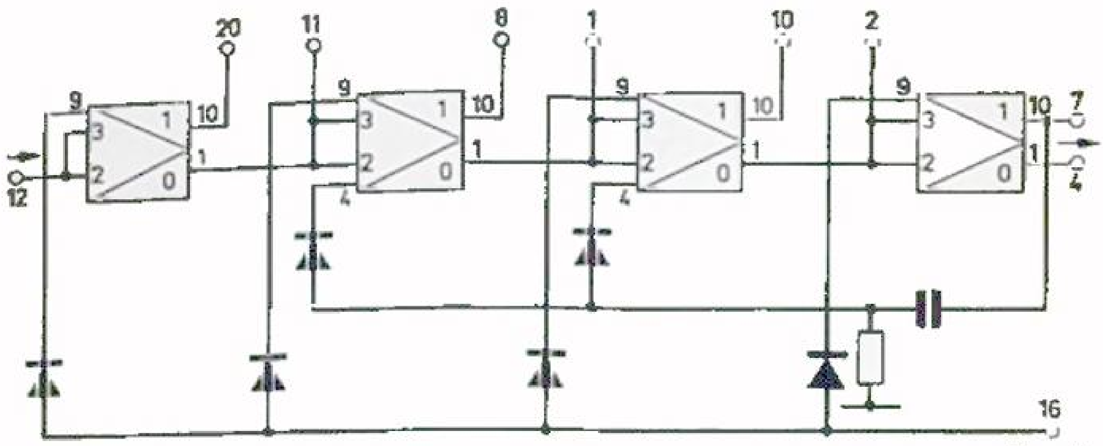


Fig. 7.3-19

de laatste flip-flop wordt via een *CR*-lid gedifferentieerd en naar de directe ingang 9 van de vier overige gevoerd via ontkoppeldiodes. Om de geinverteerde toestand te verkrijgen (signaal 1 aan de Q_2-uitgangen) moet het resetsignaal aan de tweede transistor toegevoerd worden, d.w.z. ingang 4 in plaats van 9. Fig. 7.3-19 toont een tel-decade in blokschema met reset mogelijkheid. Vier flip-flops zijn op een tweezijdig van gedrukte bedrading (geprint) voorzien paneel gemonteerd met de resetdiodes en diodes voor de koppelingen (zie foto 26). Het volledige principeschema van de decadeteller is getekend in fig. 7.3-20. De maximale telsnelheid is voor de enkele units aangeduid als 100.000 p.p.s., doch bij complete systemen kan deze waarde teruglopen wegens de montagecapaciteiten en de capaciteiten van de extra onderdelen. De montage van de blokjes kan op vele manieren, al naar gelang het doel, uitgevoerd worden.

Voor experimentele doeleinden (als eerste opzet) kan men de blokjes naast elkaar opstellen met de aansluitdraden naar boven, en deze doorverbinden, zoals op foto 27 is te zien. Na het experimentele stadium kan men de blokjes monteren op een doorverbindingspaneel, zie foto 28, waar acht blokjes op één plaat zijn samengevoegd. De aansluitingen van de plaat zijn uitgevoerd in gedrukte schakeling als „stekerpennen" die passen in de meervoudige plug van foto 29. Foto 30 toont een verzamelchassis voor 24 inschuifbare printplaten. Op elke plaat gaan 8 blokjes, zodat in totaal 192 blokjes kunnen worden ondergebracht.

In dit hoofdstuk geven we nog verschillende voorbeelden van kleine digitale systemen, waarvoor deze blokjes zijn te gebruiken. De blokjes zijn echter hoofdzakelijk ontworpen voor het gebruik in omvangrijke digitale systemen, b.v. rekenmachines. Voor een kleinere rekenmachine (die buiten het bestek van dit boek valt) geven wij ter oriëntatie foto 31.

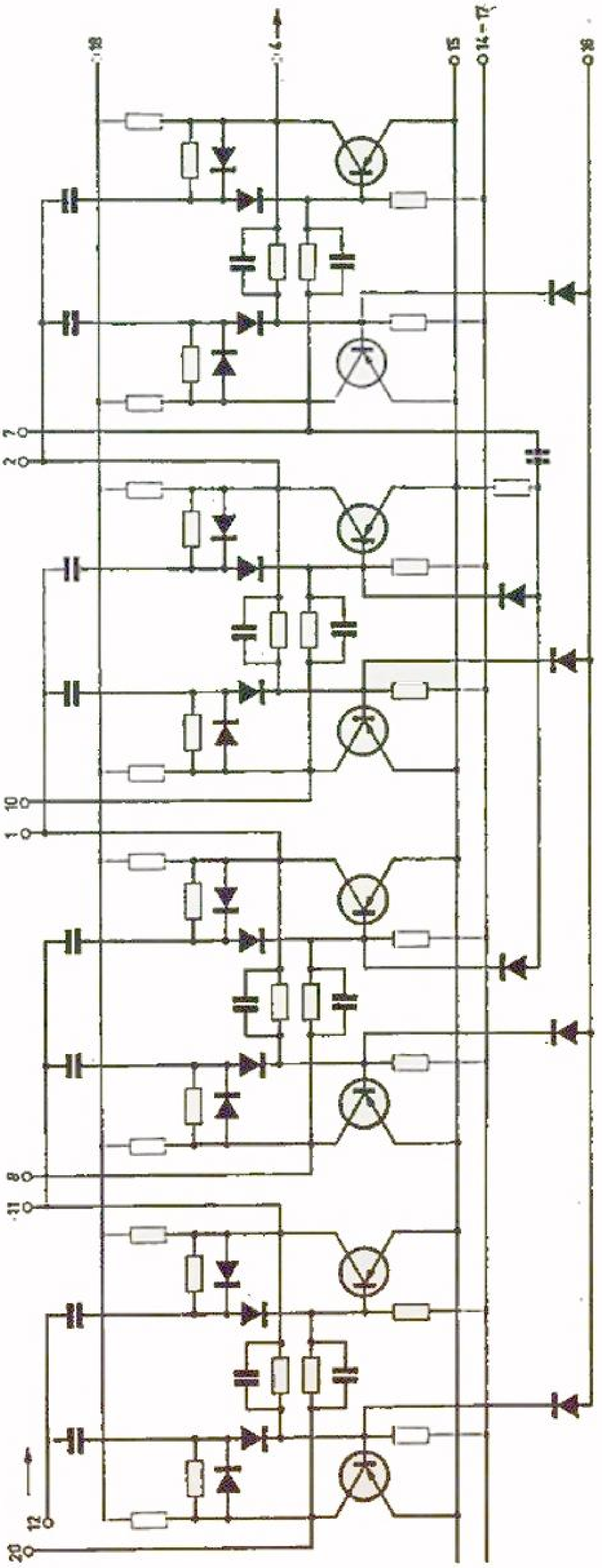


Fig. 7.3–20

7.4 De getransistoriseerde elektronische teller in het algemeen, met de eenvoudigste toepassing als tijdmeter en tijdschakelaar

In fig. 7.4–1 is een eenvoudige impulsteller getekend. Voor het tellen hebben wij allereerst impulsen nodig. In dit geval leiden we de impulsen af van de netfrequentie 50 Hz. Een spanning van 6—10 V, 50 Hz wordt eerst tweefazig gelijkgericht, zodat een pulserende gelijkspanning met een rimpel van 100 Hz wordt verkregen (zie eerste blok in de figuur). Deze pulserende gelijkspanning is nog niet geschikt om te tellen, zodat in het tweede blok deze rimpel tot impulsen wordt omgevormd. Aan de uitgang van de impulsvormer treden dus signalen op 1 — 0 — 1 — 0, enz. De te tellen impulsen moeten naar de ingang van de teller gebracht worden via een logische „en" schakeling (derde blok). Deze „en" schakeling is gesperd, omdat de tweede ingang van de „en" schakeling verbonden is met een flip-fop die uitgangssignaal 0 heeft. In deze toestand zal niet geteld worden omdat er geen impulsen tot de decadeteller doordringen.

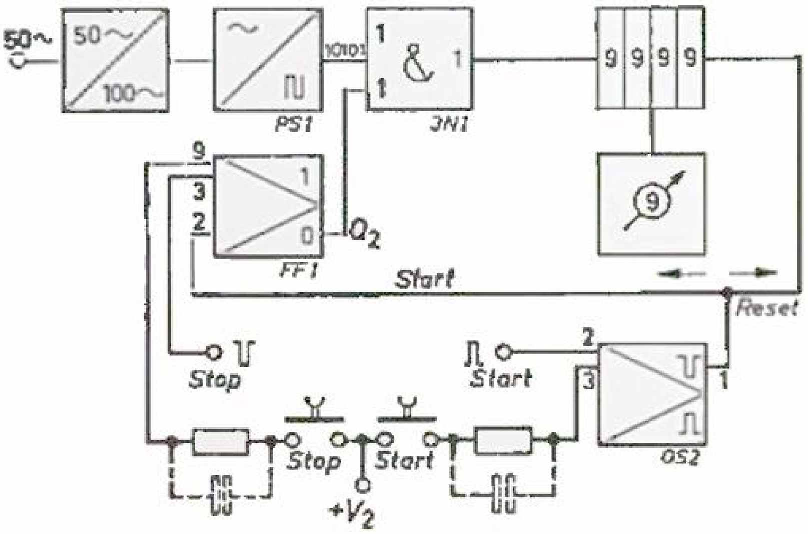


Fig. 7.4–1

Door het indrukken van de startknop zal een positieve stoot op de (one shot) OS2 ingang deze één negatieve impuls laten geven. De positief lopende achterflank hiervan zal de flip-flop FF1 omschakelen, en de uitgang Q2 van Tr_2 zal negatief worden. De tweede ingang van de „en" schakeling zal blijvend negatief worden. De signalen van de impulsvormer kunnen nu de teller bereiken, en de teller blijft het aantal impulsen tellen zolang uitgang Q_2 signaal 1 voert. Door het indrukken van de „stop" wordt, door een positieve spanning op ingang 3 van de flip-flop, deze teruggeschakeld naar de getekende signaalstand. De teller ontvangt geen impulsen meer, en nu

kan op de indicator afgelezen worden hoeveel impulsen in de teltijd binnengekomen zijn.

Behalve met drukknoppen kan het telproces ook elektronisch op gang gebracht en gestopt worden. Met impulsen kan zowel de flip-flop als de one shot bediend worden; deze impulsen kunnen positief of negatief t.o.v. nul zijn; dan triggert òf de voor- of de achterflank van de impuls.

Om weer opnieuw te tellen, moet de teller eerst op nul gezet worden. Daartoe wordt van de uitgang van de one shot vibrator het signaal als startsignaal naar de flip-flop en naar de tellers gevoerd om alle bistabiele schakelingen in de nulstand te brengen. De one shot OS1 is echter niet geschikt om direct zoveel bistabiele vibrators om te schakelen; de daartoe vereiste versterktrap is weggelaten omdat in de figuur de OS2 is gebruikt. De in fig. 7.3–16 getekende schakeling kan 50 tweedelers triggeren; deze zou dus tussen de one shot OS1 en de teller geschakeld moeten worden. Ook kan het resetsignaal van de tweede uitgang van de one shot worden afgeleid, in dat geval moet de schakeling van fig. 7.3–17 worden tussengeschakeld.

De frequentieomzetter levert elke 0,01 sec een impuls, d.w.z. na het tellen van 100 impulsen is precies 1 sec verlopen. In deze vorm is het telapparaat te gebruiken als tijdmeter, waarbij als voorwaarde geldt dat de netfrequentie zeer constant is.

Daar de telnauwkeurigheid 1 impuls is voor elke telling, kan dus een tijdsverloop van 1 sec op 1 % nauwkeurig gemeten worden. Maar ook wordt dan 10 sec op 0,1 % nauwkeurig gemeten.

Indien korte tijden ook zeer nauwkeurig gemeten moeten worden, b.v. 1 sec op 0,1 %, dan moet 1 impuls 1/1000 sec duren; d.w.z. de ingangsfrequentie moet 1000 Hz zijn (nauwkeurig en constant).

Op grond van dit principe kan de nauwkeurigheid naar behoefte verbeterd worden. Voor hogere nauwkeurigheden moet echter, afhankelijk van de te meten tijd, het aantal teldecaden uitgebreid worden. Met 4 teldecaden en 100 Hz b.v. kan tot 100 sec gemeten worden, maar met 1000 Hz bestuurd slechts tot 10 sec, echter met 10 maal zo grote nauwkeurigheid voor wat betreft de tijdsduur. Voor heel nauwkeurige tijdmetingen wordt de bestuurfrequentie afgeleid van een kwartsoscillator.

De teller is niet alleen te gebruiken voor het meten van een tijdsverloop, maar ook voor het meten van grootheden die vertaalbaar zijn in impulsen. Zulk een toepassing is b.v. het tellen van artikelen aan een productielijn. Aan een lopende band onderbreekt het betreffende artikel een lichtstraal die een fotocel belicht. Deze impuls wordt naar de impulsvormer PS1 gevoerd, waarna het proces verloopt als boven beschreven. Het zal duidelijk zijn dat talloze toepassingen zijn te bedenken. Voor beginners verdient het aan-

beveling onder het blokschema het totale principeschema te tekenen, zoals b.v. in fig. 7.3–13 is gedaan. Indien dan bij de eerste opbouw storingen optreden, is de fout ook gemakkelijk te localiseren. Als voorbeeld van het nauwkeurig meten van een tijdsverloop kan b.v. het meten van de uitlooptijd van een motor dienen.

Wij moeten dan gebruik maken van de mogelijkheid van het elektronisch starten en stoppen van de teller uit fig. 7.4–1; deze wordt uitgebreid met een elektronisch start-stop eenheid, zodat de teller start bij het elektrisch afschakelen van de motor, en stopt nadat de as van de motor tot stilstand is gekomen. Deze schakeling is getekend in fig. 7.4–2. Bij het begin van de uitlooptijdmeting moet de motorstroom worden verbroken en tegelijkertijd moet de teller op nul worden teruggesteld én gestart. Voor dit doel dient het eerste blokje (I.A. type).

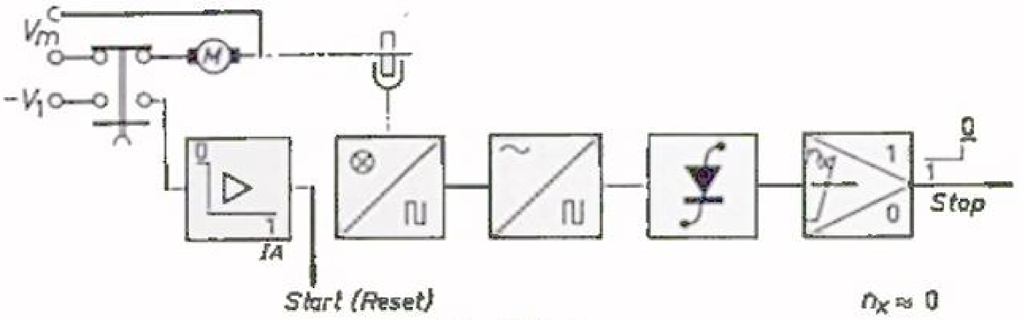


Fig. 7.4–2

Op de motoras is een schijf met gaatjes aangebracht, die draait tussen een lamp en een fototransistor. Deze foto-elektrische impulsgever geeft impulsen zolang de motor draait (zie par. 6.7 en foto 18). De impulsen worden naar een impulsvormer gevoerd en door een integratorschakeling opgeteld. Zolang de motor draait, heeft de integratorschakeling een uitgangsspanning, en wanneer de motor stopt wordt deze uitgangsspanning nul. De laatste trap is een analoog-digitaal omzetter (Schmitt-trigger type; kan een tweede PS1 type zijn), die het toerental n0 vertaalt in een signaal 1 en het toerental $n = 0$ in een signaal 0. Wanneer de motor stopt, verspringt het uitgangssignaal van 1 naar 0, en deze positief lopende flank stopt de teller. Nu is de uitloop op de teller van fig. 7.3–1 af te lezen (bestuurd met 50 Hz). De drukknop die tevens de motorstroom onderbreekt moet gedurende de meting ingedrukt blijven.

In fig. 7.4–3 ziet men een tijdschakelaar met een actieve teller, die ten doel heeft na een zeker tijdsverloop een of ander apparaat te schakelen. Het ingangsdeel van de actieve teller met het start-reset gedeelte is identiek met de schakeling die in fig. 7.4–1 is beschreven. In plaats van de indicator is nu

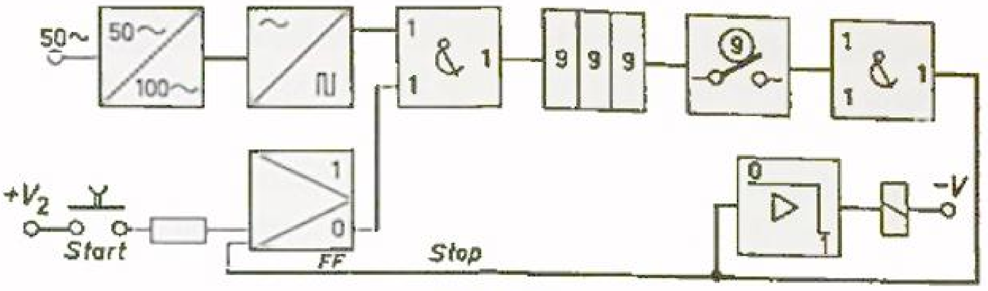


Fig. 7.4–3

een programmaschakelaar en een logische „en" schakeling toegevoegd.

Wanneer de teller het op de programmaschakelaar ingestelde aantal impulsen bereikt heeft, wordt een signaal 1 aan de uitgang van de „en" schakeling afgegeven. Dit uitgangssignaal 1 wordt het stopsignaal voor de start flip-flop. Deze start flip-flop wordt teruggeschakeld op uitgangssignaal 0 zodat de impulsen naar de teller geblokkeerd worden. Hetzelfde uitgangssignaal 1 van de „en" schakeling schakelt een uitgangsversterker om (I.A.-type), en deze bekrachtigt een relais (of een elektromagneet). Met dit relais kan dus na het ingestelde tijdsverloop het bepaalde apparaat worden in- of uitgeschakeld.

In fig. 7.4-4 is een tijdschakelaar met verscheidene programma's getekend. De programmaschakelaars met de bijbehorende decodeer-(„en"-) schakeling worden parallelgeschakeld. Het langste (en laatste) programma stopt de teller op dezelfde wijze als in fig. 7.4–3 is beschreven.

In de fig. 7.4–3 en 7.4–4 is de resetschakeling voor de teller niet opgenomen, om de figuur eenvoudig te houden. De in fig. 7.4–1 daarvoor gegeven richtlijnen gelden natuurlijk ook hier.

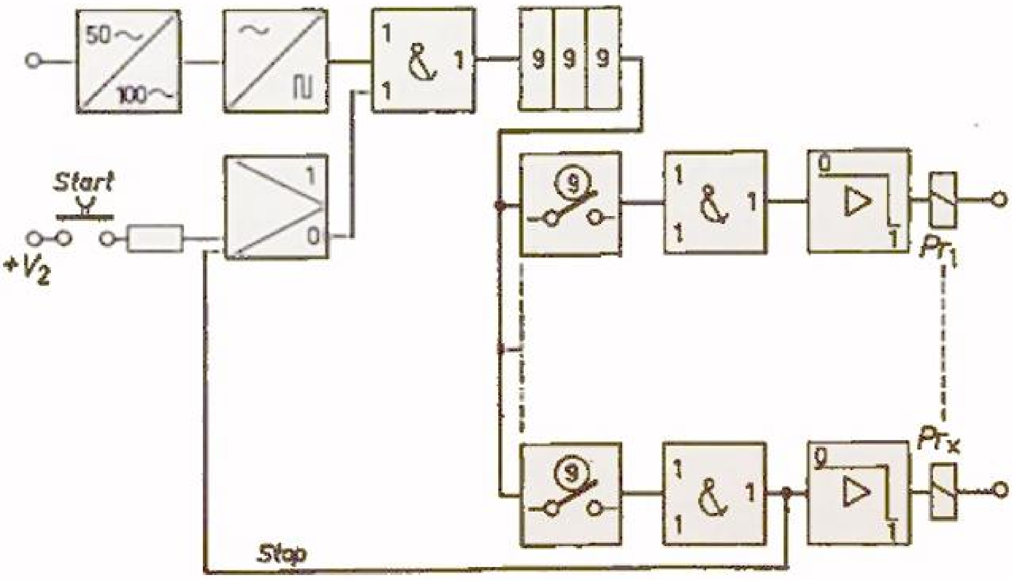


Fig. 7.4–4

Men moet zich goed realiseren dat de uitgangsrelais van alle programmaschakelingen (behalve dat van de laatste) alleen bekrachtigd blijven gedurende het moment waarop de teller staat op het in het programma ingestelde aantal impulsen. Stapt de teller één impuls verder, dan valt de bekrachtiging aan de uitgang van het betreffende programma weer weg. Het laatste programma stopt ook de teller, zodat het relais van dit programma bekrachtigd blijft tot de teller ge„reset" wordt. Deze schakeling is niet algemeen bruikbaar (met de korte bekrachtigingsimpulsen aan de uitgang).

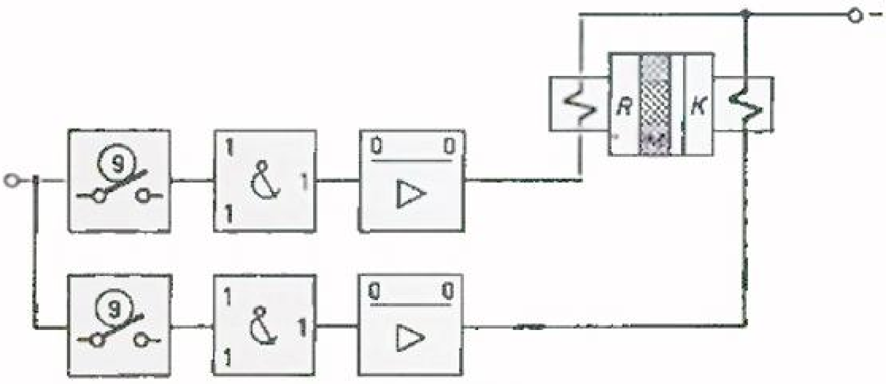
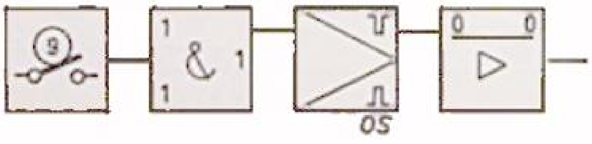


Fig. 7.4–5

Een toepassing is echter gegeven in fig. 7.4–5, waarin men een elektromagnetisch rem- annex koppelsysteem ziet. Dit elektromagnetisch systeem bestaat uit twee altijd bekrachtigde spoelen. Het koppelstuk *K* wordt aangedreven en de remschoen *R* is met het gestel verbonden. Het middenstuk *M* is met een spiebaan op de as gekoppeld en kan òf tegen *R* òf tegen *K* aanliggen. Stel *M* ligt tegen *R* aan, dan zal het door de remspoel opgewekte magnetisch veld wegens de veel kleinere luchtspleet zeer veel sterker zijn dan dat van de koppelspoel. Wanneer beide spoelen zijn bekrachtigd, blijft *M* tegen *R* aangetrokken liggen. Wordt nu de remspoel even onderbroken, dan zal *M* ogenblikkelijk tegen *K* aan gaan liggen en daar blijven, enz. Wordt het bovenste programma bereikt, dan zal de remspoel even niet bekrachtigd worden; de as wordt dus blijvend gekoppeld ondanks het terugkerende remveld. Wordt het onderste programma bereikt, dan zal de as dus weer blijvend geremd worden, omdat de koppelspoel even onderbroken wordt, en het stuk *M* weer terugspringt tegen *R*. Indien de onderbrekingsimpulsen te kort zijn om het bijbehorende magneetveld voldoende tijd te geven om te

Fig. 7.4–6



verdwijnen, dan moeten deze onderbrekingsimpulsen worden verlengd. Dit is eenvoudig op te lossen met behulp van een tijdvertragingsunit van het type OS (fig. 7.4–6).

Het kan ook zijn dat het relais aan de uitgang van het programma bekrachtigd moet blijven. In dat geval wordt i.p.v. de OS-unit een bistabiele vibrator tussengeschakeld (zie fig. 7.4–7). Hierin blijft de magneetspoel bekrachtigd tot de bistabiele vibrator gereset wordt. De tijdschakelaar met verscheidene programma's, als die van fig. 7.4–4, kan uit twee programma's *A* en *B* bestaan; programma *A* schakelt na 1 sec en programma *B* na 3 seconden. Een vereenvoudigd blokschema voor de gehele schakeling is te zien in fig. 7.4–8.

Dit vereenvoudigde blokschema vertegenwoordigt een tijdschakelaar met twee programma's, en wij noemen dit een tijdbasisschakeling voor ons volgende voorbeeld.

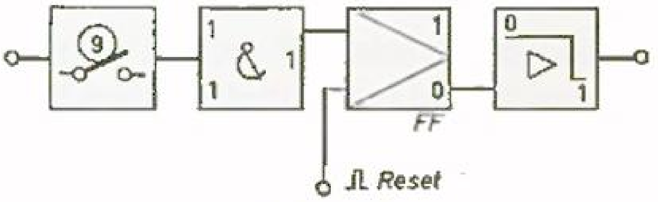


Fig. 7.4–7

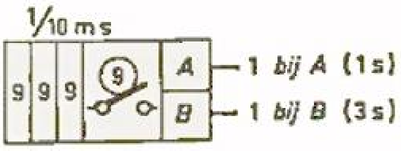


Fig. 7.4–8

7.5 Toerenteller annex frequentiemeter

In fig. 7.5–1 is in de bovenste rij een passieve teller met foto-elektrische impulsgever getekend. De getelde impulsen worden van een draaiende as afgeleid. De impulsopnemer is in foto 18 weergegeven. De schijf op de as heeft 60 gaten, zodat per omwenteling 60 impulsen afgegeven worden. Het aantal impulsen gedeeld door 60 geeft het aantal omwentelingen van de as. Ook geeft het aantal impulsen de totale hoekverdraaiing van de as; deze is nl. per impuls 6° $(= \frac{360°}{60})$. Tellen we het aantal impulsen per tijdseenheid, b.v. per seconde, dan lezen we aan de teller na één seconde tellen het aantal omwentelingen per minuut ($= n$) af.

Om periodiek het toerental te meten en af te lezen, moeten we een periodiek programma opzetten: tellen, stoppen, aflezen, starten. Voor aflezen is 2 sec voldoende, voor meten 1 sec, zodat de periodetijd 3 sec wordt per meting. De programmabesturing van de toerenteller kan gebeuren via een tot tijdschakelaar uitgebreide tweede teller. Deze toepassing maakt al duide-

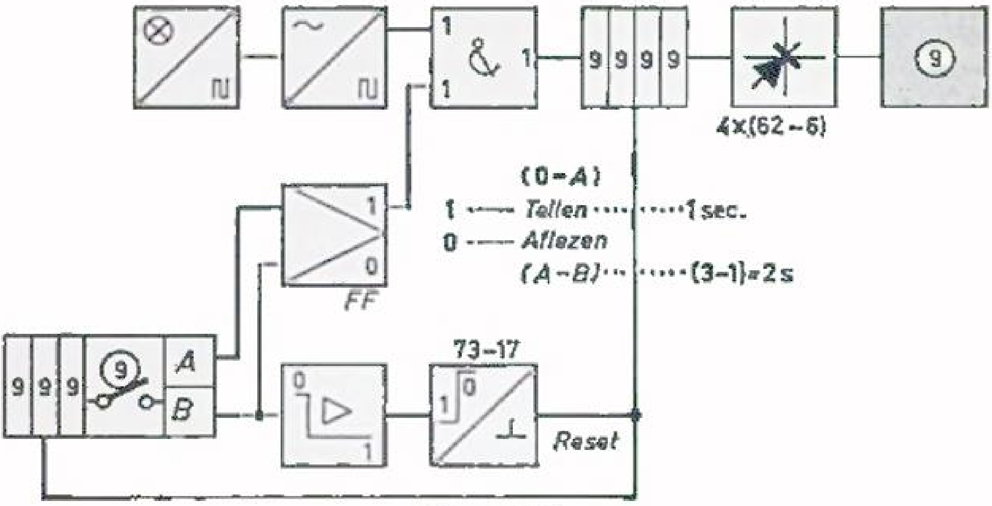


Fig. 7.5-1

lijk waarom de laatste schakeling (fig. 7.4–8) uit de vorige paragraaf tijdbasischakeling werd genoemd.

Voor programma *A* moet 1 sec ingesteld worden op de tijdbasis om 1 sec te tellen en voor programma *B* moet als herhalingstijd van de meting 3 sec ingesteld worden. Wanneer de tijdschakelaar *A* signaal 1 ontvangt (na 1 sec) dan wordt flip-flop FF omgeschakeld en wordt de uitgang hiervan 0. Dit signaal 0 blokkeert de „en" schakeling na de eerste seconde, en het telresultaat is op de teller af te lezen. Na 3 sec is programma *B* voltooid en wordt de flip-flop FF weer in de getekende stand teruggeschakeld, en het meten van het aantal impulsen kan weer opnieuw 1 sec lang duren. Tegelijkertijd wordt de teller en de tijdbasis teruggesteld op nul (reset). Om de schakeling te resetten, wordt via een omkeerschakelaar de in fig. 7.3–17 getekende reset-eenheid gebruikt. Het resetsignaal aan de teller moet natuurlijk aan elke tweedeler apart en tegelijkertijd worden toegevoerd. Wanneer in de gatenschijf op de motoras niet 60 maar 30 gaten aangebracht worden, moet de teltijd 2 sec bedragen. In het algemeen is dus de teltijd t.t. $= 60/z$ sec, waarin z het aantal gaten in de schijf voorstelt. Wordt een willekeurige frequentie direct aan de impulsvormer toegevoerd, dan kan de toerentalmeter bovendien direct als frequentiemeter gebruikt worden.

In de getekende schakeling is de tijd van 1 sec afgeleid van de netfrequentie 50 per/sec en is dus afhankelijk van de netfrequentie. Bij toerentalmetingen aan kleine asynchroonmotoren is deze toestand gunstig, daar het toerental van deze motoren direct verband houdt met de netfrequentie. Voor frequentiemetingen moet het tijdsverloop van 1 sec nauwkeurig vastliggen (onnauwkeurigheid $\ll 1\%$), zodat dan de frequentie afgeleid wordt van een kwartskristal-oscillator.

Ter oriëntatie diene dat de frequentiemeters van het analoge type (condensatorontlading) een nauwkeurigheid van 1,5—2% hebben, die welke volgens

het resonantieprincipe zijn gebouwd 0,5—1 %, combinaties van het digitaal-analoog principe (zie hoofdstuk 8) 0,1—0,3 %, en die volgens het digitale systeem 0,001 %, of, beter, naar gelang het aantal decaden.

7.6 Contactloze machinebesturing met teller waarin een vooringesteld programma

Als voorbeeld nemen we een wikkelmachine. Het tijdprogramma van de diverse opdrachten voor de wikkelmachine zelf is geschetst in fig. 7.6–1.

Als eerste bewerking moet de spoelkoker automatisch in de wikkelmachine geplaatst worden en de draad hierop bevestigd (rij 1 „in"). Daartoe moet tijdelijk een as aangedreven worden die de koker inzet en het draadbevestigingsmechanisme in werking stelt. Gedurende deze tijd moet de koppeling van deze as met de centrale aandrijving bekrachtigd worden (spoel RL_1 in fig. 7.6–3). Tijdens deze bewerking mag de wikkelas niet draaien; dus moet de elektromechanische rem van de wikkelas bekrachtigd zijn (zie rij 3 in fig. 7.6–1).

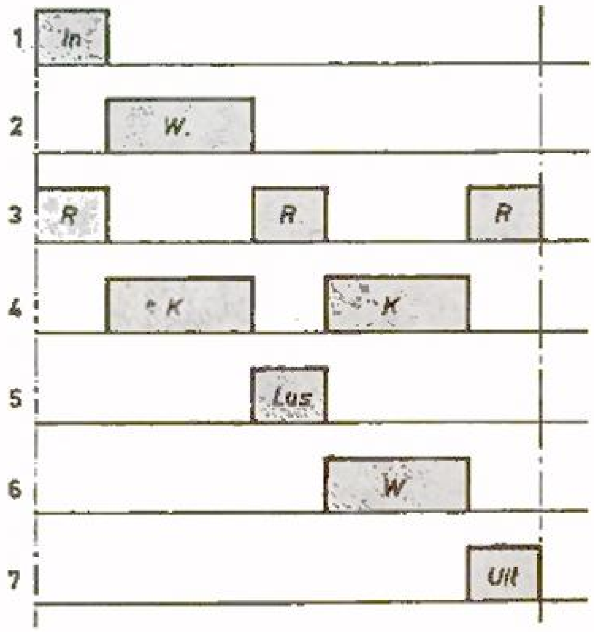


Fig. 7.6–1

Pas wanneer deze eerste bewerking voltooid is mag men gaan wikkelen (zie rij 2 in fig. 7.6–1). Tijdens het wikkelen is dus de rem op de wikkelas niet bekrachtigd en de koppeling met de aandrijving wel (rij 3 en rij 4). Het programma van het aantal windingen (d.i. aantal omwentelingen van de wikkelas) is met de programmaschakelaar instelbaar. Indien het aantal windingen bereikt is, wordt de wikkelas ontkoppeld en gestopt door de rem (koppeling niet meer bekrachtigen; rem wel; rijen 3 en 4).

Nu moet op de wikkeling een aftakking worden gemaakt. Dit gebeurt door een lus in de aangevoerde draad te trekken en de draad die nu dubbel ligt te twisten. Het mechanisme wordt aangedreven door een servo-as die ook met de centrale aandrijving elektromechanisch gekoppeld en geremd kan worden. Gedurende deze bewerking moet de elektromagneet (RL_2 in fig. 7.6–3) bekrachtigd zijn (zie rij 5). Wanneer de lus klaar is, wordt deze as gestopt en gaan we door met wikkelen. De koppeling van de wikkelas wordt daartoe weer bekrachtigd en de rem uitgeschakeld (rijen 3 en 4).

Nu wordt het vooraf ingestelde tweede aantal windingen gewikkeld (en wel zo dat nu het totale aantal windingen van de spoel bereikt wordt). Wanneer de spoel dit aantal bereikt heeft, wordt de wikkelas ontkoppeld en door de rem gestopt (rijen 3 en 4). Wanneer de wikkelas stilstaat, wordt een uitwerpmechanisme via een servo-as (RL_3 in fig. 7.6–2 bekrachtigd) aangedreven (zie rij 7). Wanneer de machine leeg is, kan het proces opnieuw beginnen.

Samenvattend kunnen we dus zeggen, dat de wikkelmachine bestaat uit een wikkelas met een gecombineerde remkoppeling en drie servo-assen voor inzetten, lussen en uitwerpen.

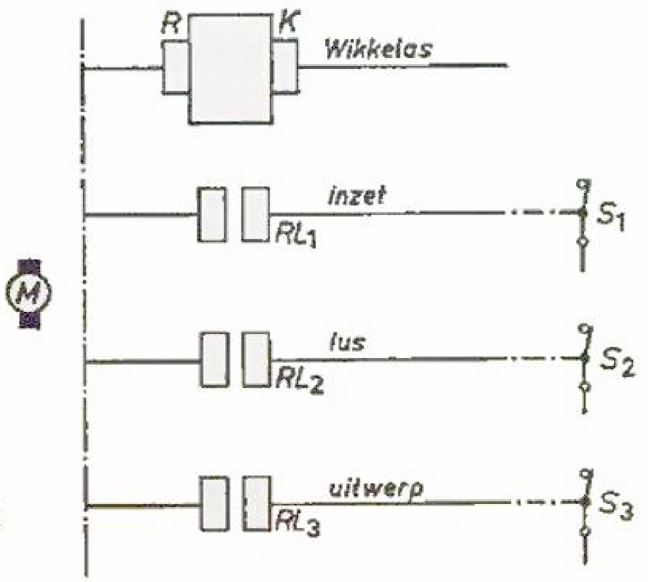


Fig. 7.6–2

De servo-assen zijn voorzien van een eenvoudige elektromagnetische koppeling. Het zijn langzaam lopende assen, die slechts één omwenteling per bewerking maken. Na deze omwenteling bedient elk der servo-assen een eindschakelaar die het commando „stop" voor zichzelf en tegelijkertijd het commando „start" voor de volgende bewerking geeft (b.v. wikkelen) S_1, S_2 en S_3 in fig. 7.6–3 stellen deze eindschakelaars voor. De uitvoering ervan is als elektronische schakelaar, zoals in par. 6.7 beschreven.

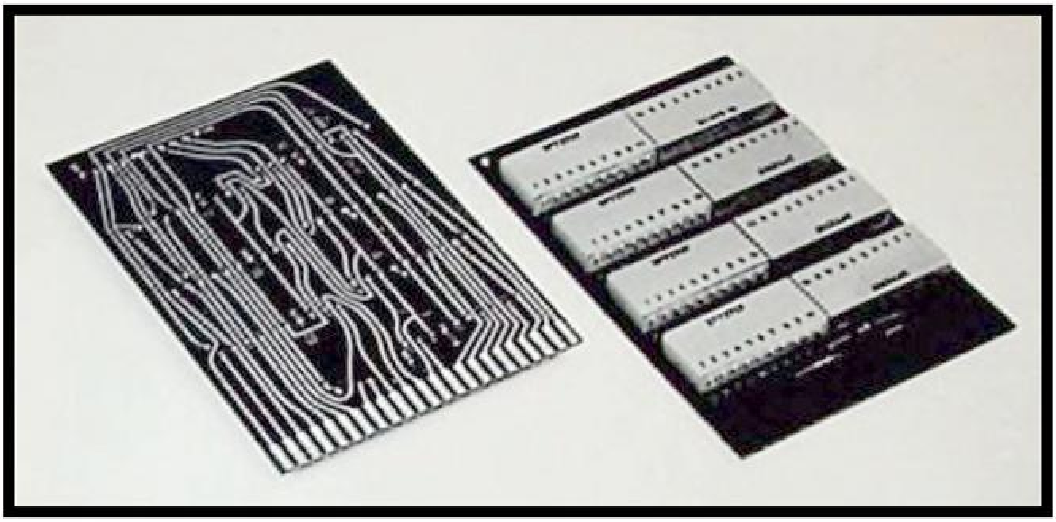


Foto 28 (p. 156)

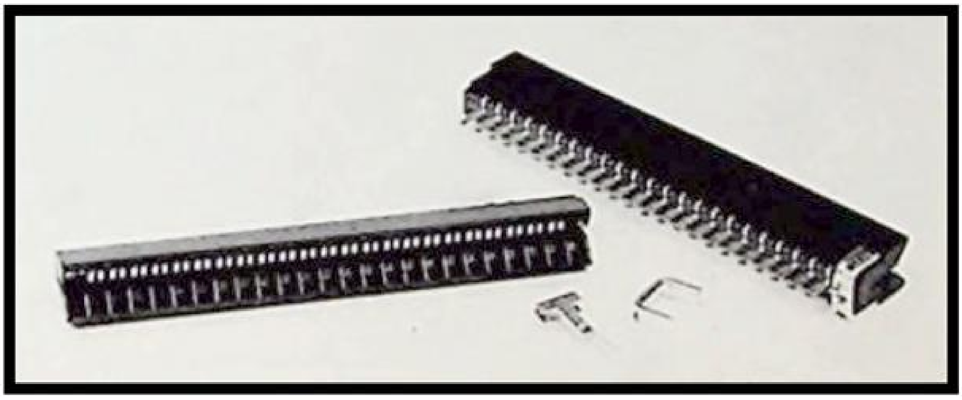


Foto 29 (p. 156)

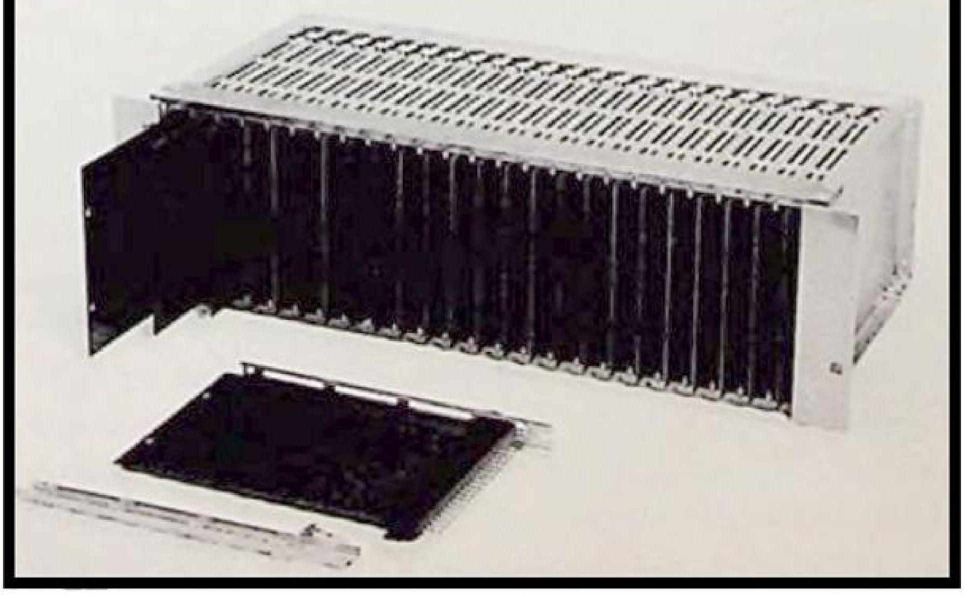


Foto 30 (p. 156)

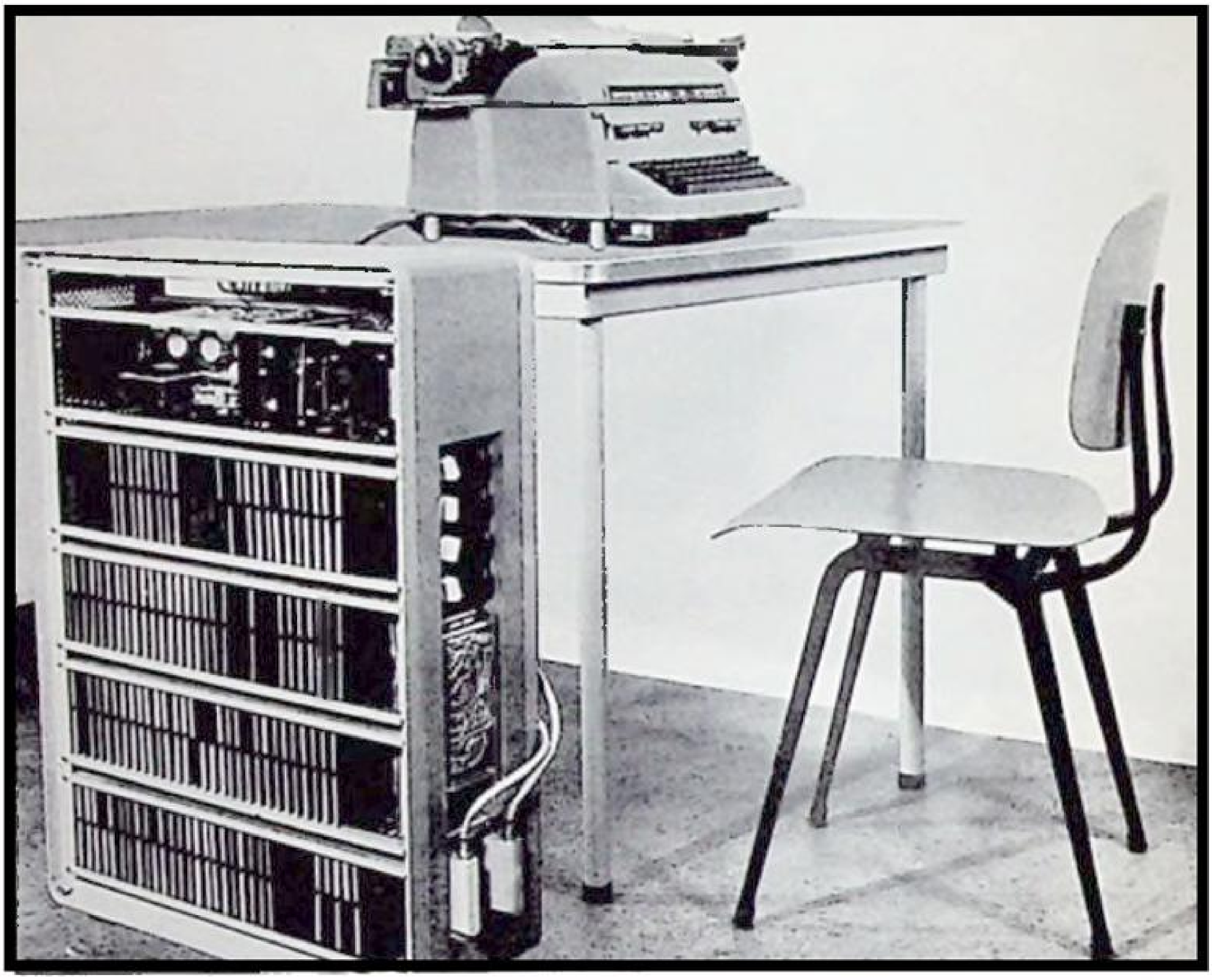


Foto 31 (p. 156)

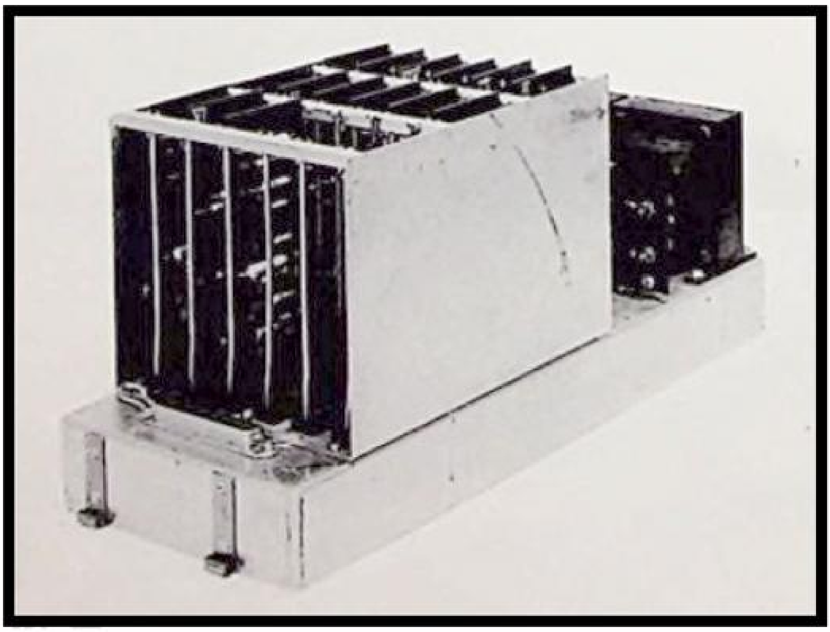


Foto 32 (p. 172)

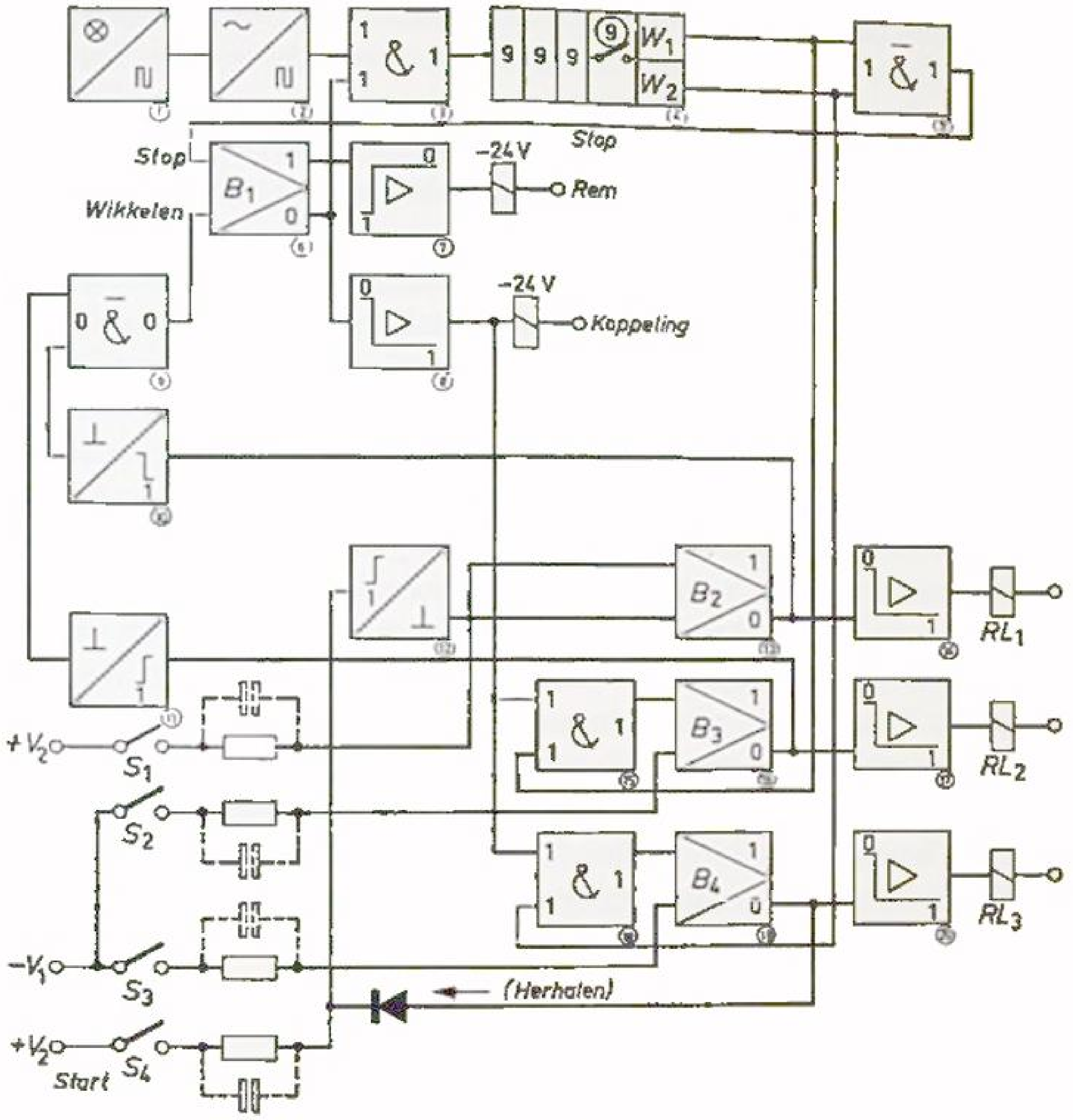


Fig. 7.6–3

In fig. 7.6–2 is dit principe van de wikkelmachine nog even aangeduid: de wikkelas met zijn gecombineerde remkoppeling, de drie servo-assen voor inzetten, lussen en uitwerpen met de eindschakelaars S_1, S_2, S_3. Samenvattend met behulp van fig. 7.6–1 is dus de procedure: Als start wordt de inzetas gekoppeld (RL_1). Na één omwenteling schakelt S_1; deze stopt de inzetas en koppelt de wikkelas. Na afloop van de eerste wikkeling stopt de wikkelas en start de lusas. Na één omwenteling schakelt S_2, zodat de lusas stopt en de wikkelas wordt gekoppeld. Na afloop van de tweede wikkeling wordt de wikkelas gestopt en de uitwerpas gekoppeld. Deze zal na één omwenteling ook zichzelf stoppen en de inzetas starten. In fig. 7.6–3 is de besturing van de wikkelmachine in blokschema weergegeven. Wij verwijzen naar de volgorde met omcirkelde cijfers. In blok 4 komt een actieve teller

voor met twee programma's voor 3 decaden (dus tot 999 windingen). W_1 geeft het programma voor de eerste spoel, W_2 dat voor de tweede. De impulsgever is een foto-elektrische opnemer met 1 impuls per omwenteling van de wikkelas (blok 1). Blok 2 is een impulsvormer, blok 3 een logische „en" schakeling, welke ervoor zorgt dat alleen de impulsen geteld worden die afkomstig zijn van het wikkelen van de spoel (als de wikkelas gestopt is wordt er veel geschakeld; capacitief en inductief komen dan vaak stoorimpulsen door die geteld zouden kunnen worden). Blok 7 is de vermogenstrap voor de spoel van de rem; blok 8 idem voor de spoel van de koppeling. Wanneer de rem is uitgeschakeld, is de koppeling ingeschakeld en omgekeerd (rem en koppeling van de wikkelas). Blok 6 is een flip-flop met twee inverse uitgangen; dit blok is dus geschikt voor het besturen van rem en koppeling van de wikkelas. In het schema is de koppeling niet en de rem wel bekrachtigd. Het commando voor wikkelen kan tweemaal gegeven worden: óf na inzetten van de spoelkoker óf na het lustrekken. Daarom wordt een „of"-schakeling in blok 9 toegepast. Gestopt wordt óf na programma 1 óf na programma 2, zodat de programma-uitgangen via een „of" schakeling in blok 5 de stopsignalen aan blok 6 toevoeren. Om de eerste servo-as (inzetten) te koppelen, moet RL_1 bekrachtigd worden via zijn vermogensversterker, weergegeven door blok 14. In de getekende toestand is deze as niet bekrachtigd. Om het proces op gang te brengen, wordt drukknop S_4 even ingedrukt, zodat op de differentiator in blok 12 een positieve impuls komt, welke de flip-flop B_2 in blok 13 triggert. De uitgang van B_2 krijgt dan een signaal 1, zodat de spoel van RL_1 bekrachtigd wordt. De inzetas draait en sluit S_1 na één omwenteling (zou de as verder draaien, dan opent S_1 weer). Daardoor ontvangt flip-flop B_2 een triggersignaal op zijn andere ingang en wordt hij in de getekende stand teruggeschakeld. Dientengevolge valt de bekrachtiging van RL_1 weg. Tegelijkertijd geeft B_2 aan de differentiator 10 een triggersignaal via de „of" schakeling 9, aan flip-flop B_1 in blok 6. B_1 schakelt om en start de wikkelas. Programma W_1 wordt nu afgewerkt; na completering van W_1 omwentelingen stopt de wikkelas weer, maar op hetzelfde moment wordt een signaal 1 toegevoerd aan de „en" schakeling in blok 15. Indien op blok 15 ook de bevestiging binnenkomt dat èn W_1 bereikt is èn de koppeling van de wikkelas is uitgeschakeld, wordt flip-flop B_3 (blok 16) omgeschakeld, en geeft hij een signaal 1 aan de vermogenstrap van RL_2. Deze spoel wordt dus bekrachtigd, waardoor de lustrekas gekoppeld wordt. Na één omwenteling van deze as is het lustrekken voltooid en wordt S_2 gesloten, waardoor B_3 teruggeschakeld wordt en de lustrekas stopt. Tegelijkertijd gaat een commandosignaal door differentiator 11 via de „of" schakeling 9 naar B_1 voor het starten van de wikkelas voor het

tweede programma W_2. Na afloop hiervan wordt B_1 teruggeschakeld, waardoor de wikkelas stopt, en wordt bovendien aan de logische „en" schakeling 18 het commando gegeven flip-flop B_4 (blok 19) om te schakelen op voorwaarde dat de koppeling van de wikkelas signaal 1 voert (dus niet bekrachtigd is). RL_3 wordt via trap 20 door B_4 bekrachtigd, waardoor de servo-as de spoel uitwerpt. S_3 wordt gesloten, B_4 schakelt terug, de uitwerpas stopt en bovendien geeft B_4 door omschakeling van flip-flop B_2 een startsignaal voor de eerste servo-as. De wikkelmachine loopt uit zichzelf verder.

7.7 Elektro-optische machinebesturing met behulp van een aangedreven filmstrook (i.p.v. een elektronische teller)

Om een goede vergelijking met § 7.6 mogelijk te maken zullen wij hier weer als voorbeeld een wikkelmachine behandelen.

Wanneer de elektronische teller niet wordt toegepast, zal men een andere mogelijkheid moeten vinden om het aantal windingen vast te stellen en de machine te programmeren. Dit is ook mogelijk met een lopende filmstrook, waarop in zwart-wit het gehele programma van de machine is uitgewerkt en het aantal windingen evenredig is met de lengte van een bepaalde baan op de filmstrook (vergelijk fig. 7.6–1). Dit impliceert dat tijdens het wikkelen een éénduidig vast verband moet bestaan tussen de snelheid van de wikkelas en de snelheid van de filmstrook.

Als men het aantal wikkelingen op de spoel wil veranderen, zal men een andere filmstrook moeten inleggen; deze andere filmstrook moet dan voor het grijpen liggen. Het grote verschil met het systeem uit § 7.6 ligt in de voorbereiding van het nieuwe programma.

Bij de wikkelmachine met teller is geen voorbereiding nodig voor welk wikkelprogramma dan ook; bij de machine met filmstrook zal de film altijd eerst gemaakt moeten worden. De filmstrook bevat altijd een programma-tijdschema (zie fig. 7.6–1).

In de wikkelmachine (met filmstrook) vinden wij twee te onderscheiden groepen schakelaars, nl. de schakelaars die worden gecommandeerd door de filmstrook en de schakelaars die niet worden gecommandeerd door de filmstrook. De laatste kunnen eindschakelaars (ter controle of het deelprogramma volvoerd is) en beveiligingsschakelaars (ter voorkoming van fouten en/of beschadigingen van de machine) omvatten.

Het aantal schakelaars dat wordt gecommandeerd door de filmstrook wordt bepaald door het aantal banen op de filmstrook. Bij een door ons gebouwd model was dit aantal 10; verder waren 6 schakelaars aanwezig die

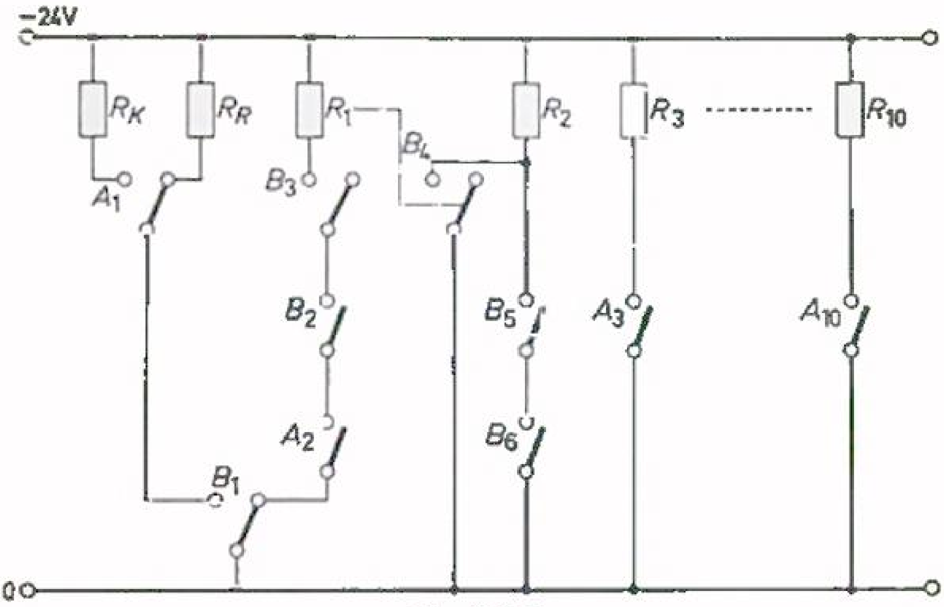
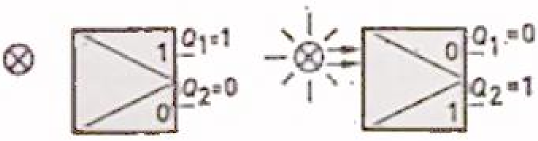


Fig. 7.7–1

niet door de filmstrook bestuurd werden. Het elektrische schakelschema is gegeven in fig. 7.7–1, waarin *A* 1 t/m 10 de door de filmstrook bestuurde schakelaars voorstellen en *B* 1 t/m 6 de andere. De tijdsvolgorde van besturen van de schakelaars *A* wordt bepaald door de filmstrook, die van het besturen van de schakelaars *B* door het schakelschema en de voortgang van het proces. Totaal zijn er twaalf elektromagnetische functie-elementen (*R* 1 t/m 10, R_K = koppelspoelweerstand en R_R = remspoelweerstand). Wij veronderstellen nu dat, indien het in fig. 7.7–1 gegeven schakelschema gerealiseerd wordt met contactloze elektronische schakelaars, de wikkelmachine zonder meer met behulp van een filmstrook bestuurd kan worden. De praktische uitvoering van alle schakelaars maakt gebruik van fototransistors. Wanneer de fototransistors niet belicht worden, voldoet de schakeling aan de in fig. 7.7–1 getekende stand van de schakelaars.

In fig. 7.7–2 is een foto-elektronische schakelaar met twee inverse uitgangen aangeduid. Wanneer de fototransistor geen licht krijgt, heeft Q_1 uitgangssignaal 1 en Q_2 uitgangssignaal 0; met belichting krijgt Q_1 uitgangssignaal 0 en Q_2 uitgangssignaal 1. Het principe van de schakeling is te zien in fig. 7.7–3. Tussen de spoelen *R* 1 en *R* 2 in fig. 7.7–1 bestaat nog een speciale betrekking: *R* 2 kan apart bekrachtigd worden door *B* 5 en *B* 6, maar zodra *R* 1 bekrachtigd wordt door *B* 3, *B* 2 en *A* 2 via *B* 1, moet ook altijd *R* 2 bekrachtigd worden.

Fig. 7.7–2



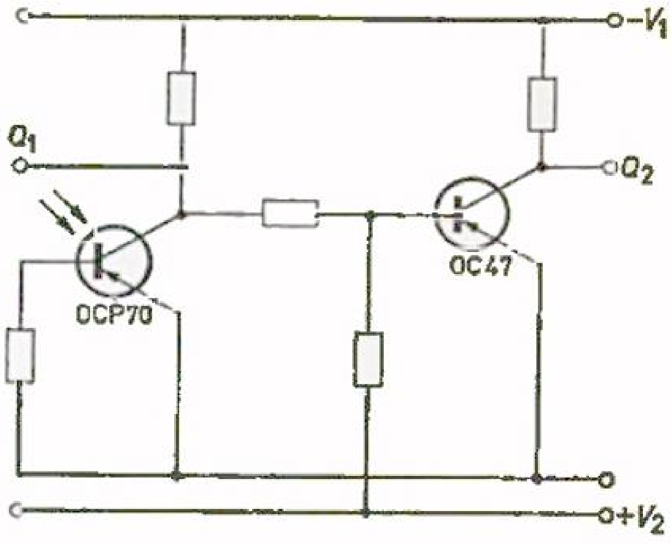


Fig. 7.7-3

Dit is eenvoudig op te lossen door het toevoegen van een diode tussen de spoelen $R1$ en $R2$ (zie fig. 7.7–4). Indien hierin $R2$ bekrachtigd wordt door S_2, blijft $R1$ onbekrachtigd; wordt echter $R1$ bekrachtigd door S_1, dan zal ook $R2$ bekrachtigd worden.

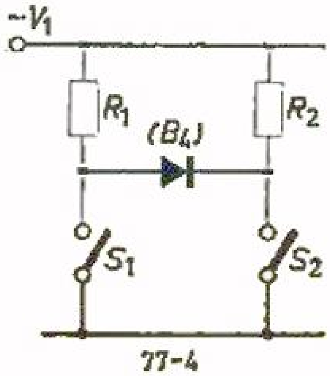


Fig. 7.7–4

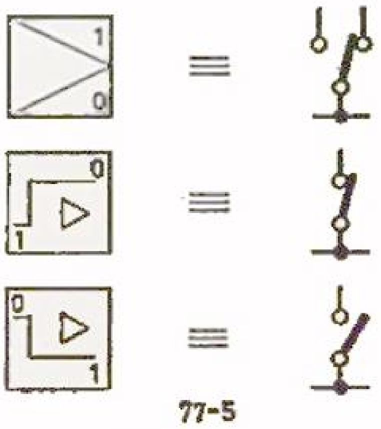


Fig. 7.7–5

In fig. 7.7–5 is nogmaals aangegeven dat een schakelaar die met het middencontact aan aarde (nul) ligt is te vervangen door een flip-flop, en dat een enkelvoudige schakelaar die aan één zijde aan aarde ligt in gesloten toestand is te vervangen door een elektronische schakelaar met uitgangssignaal 0, en in open toestand door een elektronische schakelaar met uitgangssignaal 1.

Zoals in hoofdstuk 4 „Logische schakelingen" beschreven, is een serieschakeling van schakelaars altijd in een parallelschakeling om te zetten met behulp van b.v. een „en" schakeling. Met behulp van deze verwijzingen naar vroeger beschreven principes kan men zonder veel moeite de in fig. 7.7–1 gegeven schakeling omzetten in die van fig. 7.7–6.

Verder zullen wij op dit voorbeeld niet ingaan; voldoende duidelijk is nu gebleken hoe men, uitgaande van het schakelschema met mechanische con-

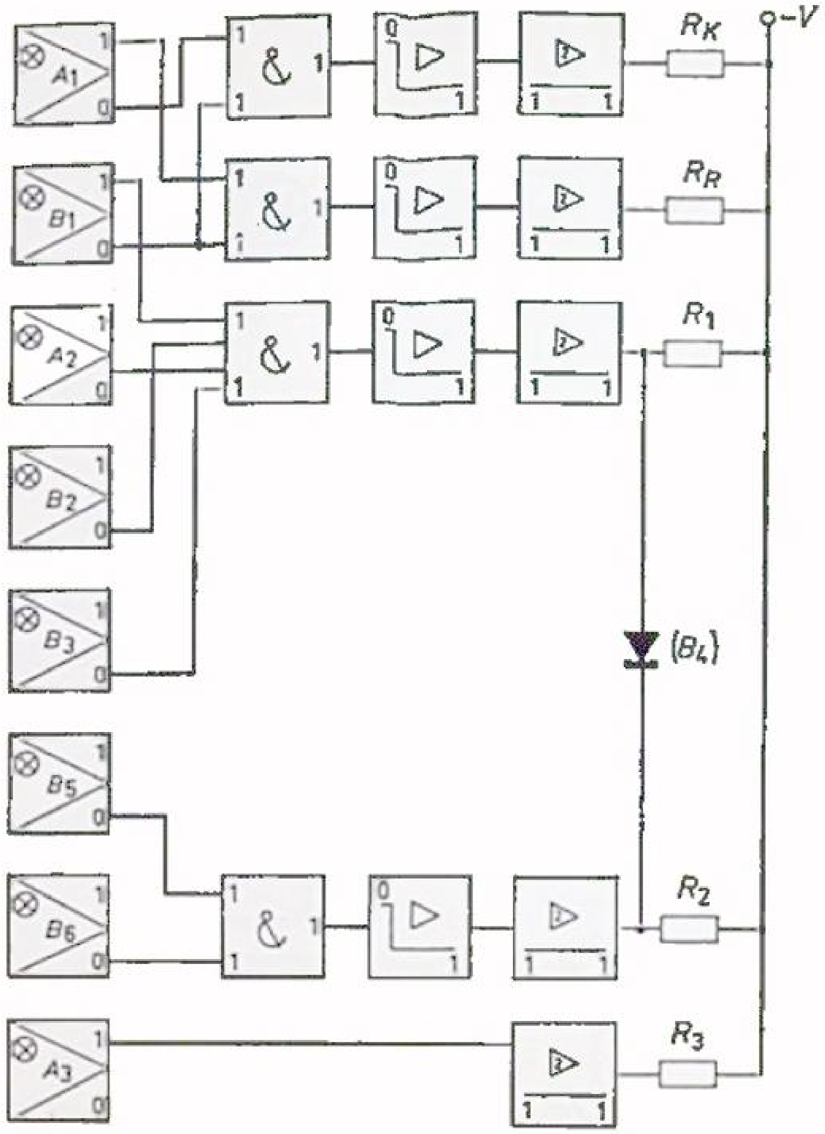


Fig. 7.7-6

tacten, dit transformeert in een schakeling met elektronische schakelaars. Hierbij is de mechanische opbouw van de wikkelmachine niet belangrijk; deze bepaalt alleen het aantal schakelaars en hun eenvoudig vast te stellen onderlinge verbindingen zoals b.v. resulteerde in fig. 7.7–1.

Foto 32 toont de elektrische uitrusting voor de besturing van de automatische wikkelmachine. Achteraan op het chassis is de voeding, bestaande uit transformator met gelijkrichters, opgesteld; vooraan de getransistoriseerde bouwstenen.

Foto 33 geeft een mogelijke opbouw voor transistorbouwstenen. Het opbouwframe heeft hier een capaciteit van 18 inschuifbare units. Het inbrengen van de unit in de aansluitplug wordt vergemakkelijkt door U-vormige rails, waartussen de unit wordt opgesloten. De bouwstenen zijn op een pertinax paneel als drager opgebouwd (afmetingen 14 cm × 5,5 cm) met tien vergulde contactbanen, die na inschuiven in de contactplug de voeding en signalering verzorgen.

Op foto 34 ziet men een gelijkspanningsvoedingseenheid met een gestabiliseerde spanning van 12 V (tot een maximale belasting van 1 A) en automatisch beveiligd tegen kortsluiting. Links zijn de kleinere onderdelen op de ene zijde zichtbaar en rechts de keerzijde van de eenheid, waarop de regelvermogenstransistor met bijbehorende koelplaat. De gedrukte bedrading is aanwezig onder de koelplaat. Deze eenheid is ontwikkeld door Hr. Hovius (bij N.V. Philips te Eindhoven).

Foto 35 toont twee experimenteerplaten (een grote en een kleine) voor een eerste opbouw in de vorm van een „eenheid" van een nieuw ontwikkelde schakeling. De doorverbindingen hierop worden nog met aan de onderdelen gesoldeerde montagedraden verkregen (zie foto 39). Voor enkele exemplaren kan deze uitvoeringsvorm eventueel gehandhaafd blijven; voor grotere aantallen is een werkelijke printuitvoering te verkiezen (zie foto 37). De afstand tussen de punten is genormaliseerd op 0,1 inch.

In fig. 7.7–7 is in schema een vermogensversterker weergegeven, als werd toegepast in de beschreven wikkelmachine. Het te schakelen vermogen is maximaal 24 V, 0,8 A. Op de kleine bouwsteenplaat is het mogelijk twee van de versterkers uit fig. 7.7–7 onder te brengen (zie foto 36). De in het schema omcirkelde nummers zijn de volgnummers van de vergulde contactbanen; van het tweede systeem voor kleinere vermogenstrappen (tot maximaal 200 mA) is het zelfs mogelijk drie van deze trappen op een kleine unitplaat onder te brengen (zie foto 37).

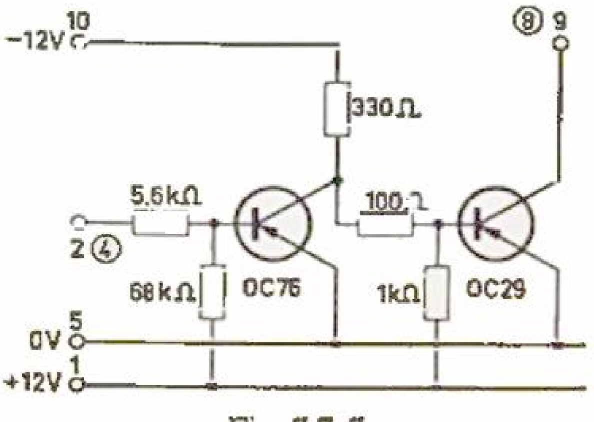


Fig. 7.7–7

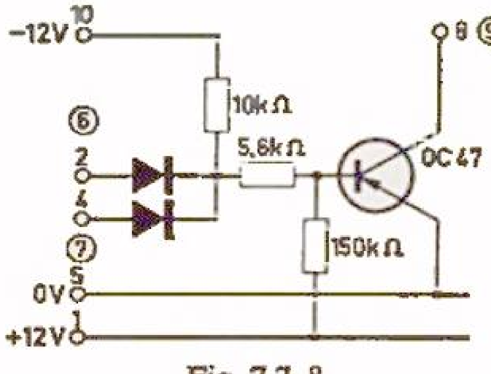


Fig. 7.7–8

Fig. 7.7–8 geeft het principeschema van een transistor-omkeerschakelaar (zoals beschreven in fig. 7.7–5) met de mogelijkheid aan de ingang een logische „en" schakelaar op te bouwen. Op de kleine unitplaat van foto 35 kunnen eveneens twee van deze schakelingen worden ondergebracht (zie hiervoor het onderste gedeelte van foto 33).

De in fig. 7.7–3 gegeven fototransistorschakelaar met inverse uitgangen is samen te stellen uit de unit waarvan in fig. 7.7–9 het principeschema is ge-

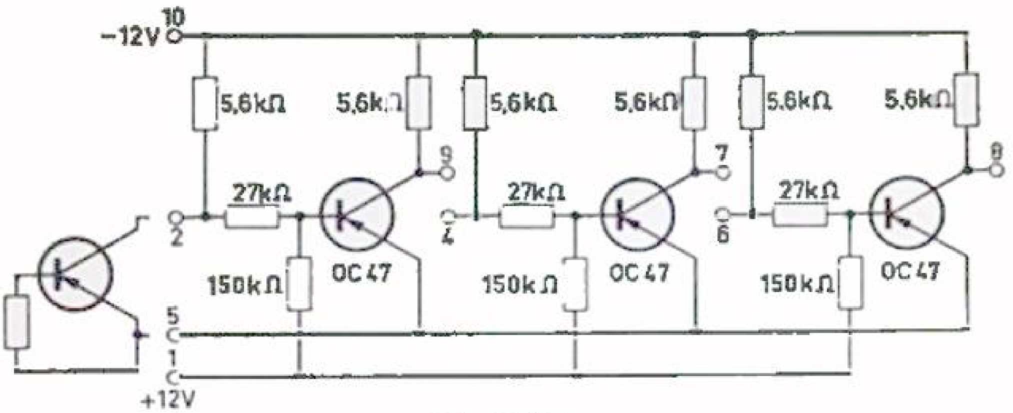


Fig. 7.7–9

geven. De fototransistor OCP 71 is niet op de unitplaat zelf aangebracht maar plaatselijk op de machine (bij de lopende filmstrook). Met deze plaat zijn van drie fototransistors drie paar inverse signalen te verkrijgen; daarnaast bestaan echter nog diverse andere toepassingsmogelijkheden: zo kan met twee omkeerschakelaars b.v. een flip-flop worden opgebouwd, of, met behulp van vier dioden aan de ingang, de viervoudige „en" schakeling van fig. 7.7–6.

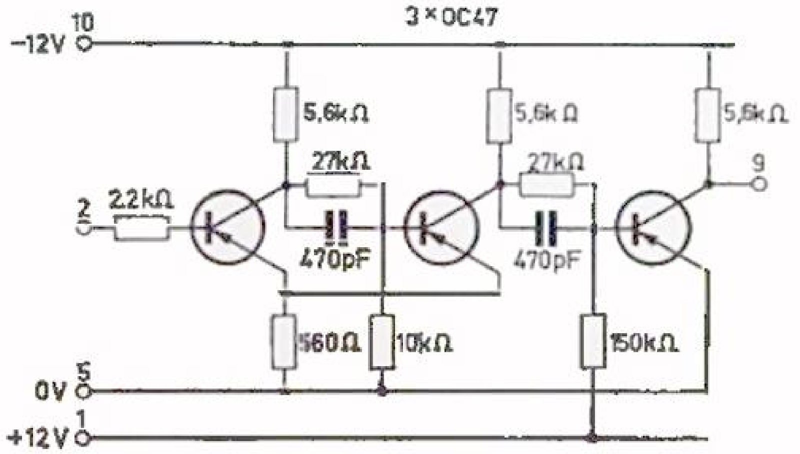


Fig. 7.7–10

Bij de beschreven automatische wikkelmachine was geen impulsvormer nodig. De schakeling van een impulsvormer is evenwel toch in fig. 7.7–10 weergegeven om daarmee de beschreven bouwstenen te completeren. De impulsvormer kan nodig zijn als bij een fototransistor de impulsflanken niet voldoende steil zijn ten gevolge van b.v. een langzame filmbeweging. Dikwijls is ook bij de machinebesturingen een geheugenelement bijzonder nuttig. Zoals reeds bekend is, wordt het geheugenelement o.a. gevormd door een flip-flop als getekend in fig. 7.7–11. Dit is een flip-flop van het schuifregistertype; maar door het verbinden van de aansluitpunten 7 met 9 en 6 met 8 verkrijgt men het normale type flip-flop waarmee tweedelers opgebouwd

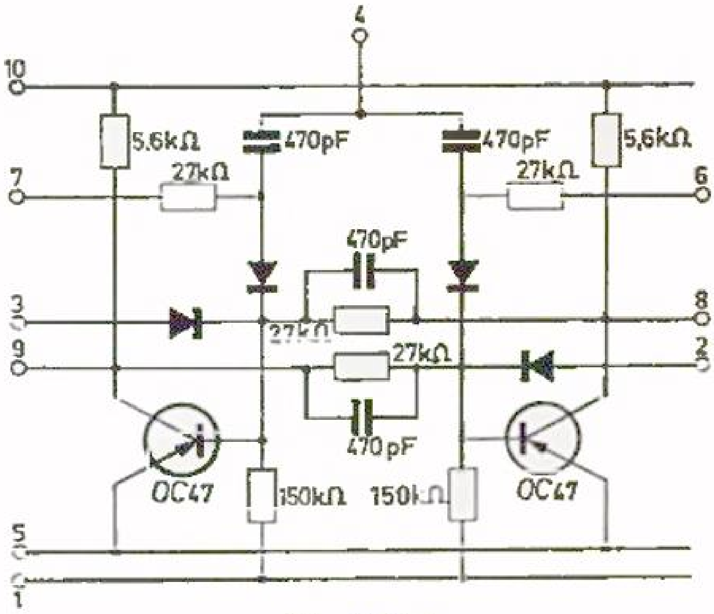


Fig. 7.7–11

kunnen worden. Foto 38 geeft een indruk van deze universele flip-flop uitgevoerd als unitplaat.

In foto 39 is de grote unitplaat toegepast voor het onderbrengen van vijf flip-flops, zoals in fig. 6.6–2 is te zien. Met één dergelijke unitplaat is een ringteller met vijf trappen te maken, of een biquinaire teldecade.

Deze beschreven unitplaten zijn in eerste opzet niet bedoeld geweest voor het opbouwen van digitale schakelingen, maar voor analoge schakelingen (versterkers, generatoren), waarin het aantal componenten veel hoger is dan in de digitale techniek. Daarnaast zijn echter in de digitale techniek veel meer aansluitingen per schakeling nodig dan in de analoge techniek.

Toen nu de digitale techniek ook op deze unitplaten ondergebracht ging worden, werd dientengevolge het totale aantal schakelingen dat op één plaat gebouwd kon worden bepaald door het aantal beschikbare aansluitingen (contactbanen), terwijl het beschikbare oppervlak niet geheel benut kon worden (zie foto 38).

Veel geschikter is daarom het in foto 40 afgebeelde bouwsteensysteem waar het oppervlak per aansluiting veel kleiner is (afmetingen 30 × 80 mm en 15 aansluitingen). Deze digitale bouwstenen kunnen worden verzameld tot een grotere eenheid, bestaande uit b.v. 20 stuks, zoals in foto 41 is weergegeven. Deze eenheden kunnen weer in een rek samengebouwd worden tot één chassis waarin b.v. 8 eenheden van ieder 20 bouwstenen ondergebracht kunnen worden. Dit is in foto 42 aangeduid met drie rekken, waarin dus in totaal 540 bouwstenen zijn ondergebracht!

Op de foto is duidelijk te onderkennen dat op deze manier in een klein volume een gecompliceerde schakeling kan worden ondergebracht. Dit

systeem is bij de N.V. Philips ontwikkeld en toegepast bij rekenmachines en procesbesturingen. Op deze plaats betuigen wij onze erkentelijkheid aan Ir. Kortleven voor het ter beschikking stellen van de foto's (nrs. 40, 41 en 42).

7.8 Besturing van een montagemolen met behulp van een schuifregister

Een montagemolen is een produktiemachine met een draaiende tafel die in verschillende posities stopt. In elke positie wordt een opvolgende montagefaze doorgevoerd, zó dat, indien de tafel op één positie na is rondgedraaid een afgerond produkt (of half produkt) is verkregen. De volgende positie is dan weer de beginfaze.

Wij kiezen als voorbeeld een eenvoudige montagemolen met vijf posities: *A* t/m *E*.

In de eerste positie, *A*, worden twee onderdelen in de montagemal geplaatst. De aanwezigheid van de onderdelen in de montagemal moet gecontroleerd worden. In de tweede positie, *B*, worden de twee onderdelen op elkaar gemonteerd. Wanneer een van de onderdelen niet aanwezig was, moet de montagebeweging verhinderd worden, daar anders het wel aanwezige onderdeel wordt beschadigd. In positie *C* moet een derde onderdeel worden aangevoerd en gemonteerd als de montage van de eerste twee posities goed is. Echter moet de toevoer van het derde onderdeel worden verhinderd indien in de posities *A* en/of *B* iets fout was. In positie *D* wordt het produkt gemeten. De meting behoeft niet verhinderd te worden bij fouten daar hierbij geen verliezen optreden. Positie *E* is de uitgang en tevens de sorteerplaats. Er is een uitwerpmechanisme dat altijd werkt, echter met twee afvoeren nl. „fout" en „goed". Hoe dan ook, de tafel draait door naar de volgende positie, *A*, die weer de beginfaze is.

Omdat er een regelmatige aanvoer is, worden tegelijkertijd in elke positie de desbetreffende bewerkingen verricht. Het op één plaats gemeten resultaat moet echter onthouden worden, en stapsgewijs met het groeiende produkt meelopen (om in positie *E* te kunnen concluderen „goed" of „fout"). Bij het behandelen van de digitale systemen is in hoofdstuk 6 een systeem besproken waarbij de betreffende plaatselijke informatie steeds naar de volgende trap werd doorgegeven. Dit systeem was de ringteller, welke uit het bistabiele type schuifregister kan worden opgebouwd.

In fig. 7.8–1 is een ringteller met vijf standen getekend. Het ingangssignaal van de schuiflijn moet afgeleid worden uit de draaibeweging van de molen, zodat het eventueel aanwezige signaal in de bistabiele vibrator met de posities van de molen meeloopt.

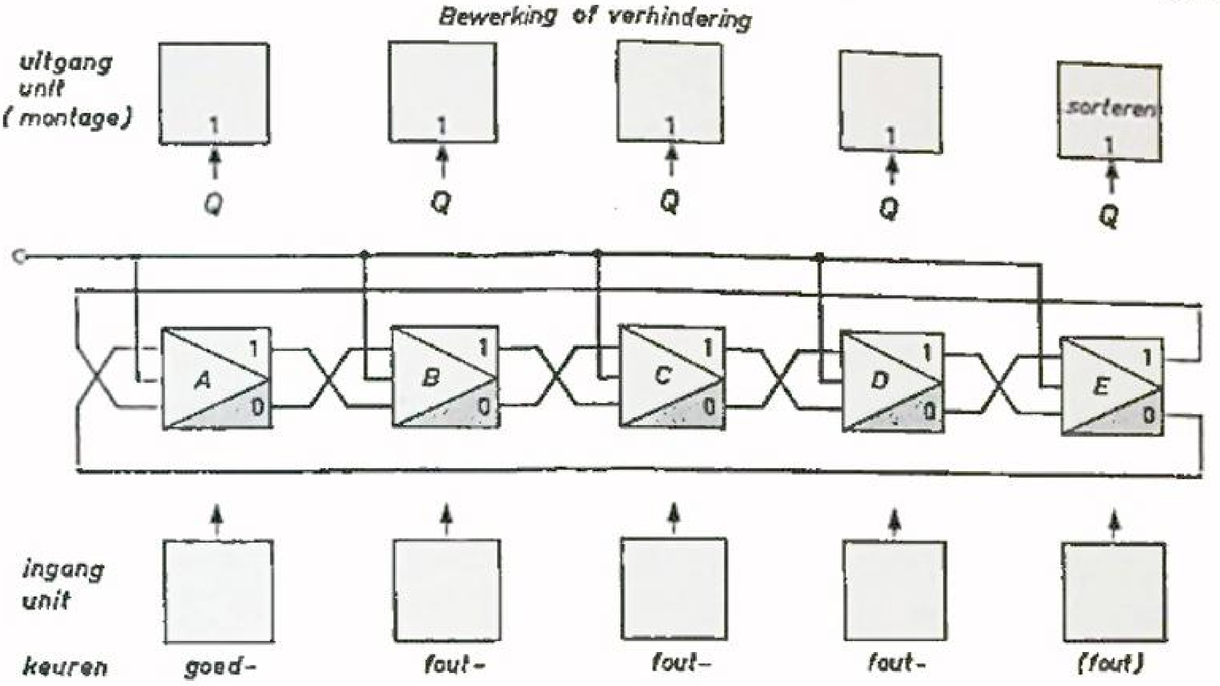


Fig. 7.8–1

Wij nemen nu aan dat, als de Q_2 uitgang signaal 1 heeft (dus Q_1 signaal 0) de betreffende positie goed doorlopen is, zodat voor Q_2 geldt: uitgangssignaal 1 = goed en uitgangssignaal 0 = fout.

De bistabiele vibrators kunnen per positie omgeschakeld worden aan de directe ingangen op de bases (zie b.v. in fig. 7.3–2 de aansluitingen 7 en 4). Door deze ingangen per positie te triggeren kan dus ook per positie de elektrische stand „goed" of „fout" aangewezen worden. Noemen wij de units die op deze ingangen worden aangesloten „ingangsunits", dan kunnen we met deze ingangsunits dus „goed" of „fout" keuren.

Evenzo kunnen aan de uitgangen van de bistabiele vibrators van de ringteller uitgangsunits in de vorm van vermogensversterkers aangesloten worden. Deze uitgangsunits kunnen dan elektromagneten bekrachtigen, die, afhankelijk van het signaal „goed" of „fout", aan de uitgangen het montagemechanisme besturen. De ingangsunits zijn in fig. 7.8–1 aangegeven in de onderste rij; de uitgangsunits in de bovenste.

In fig. 7.8–2 is het bewegingsdiagram van de montagemolen weergegeven. De tafel staat 3,5 sec lang stil; in deze tijd wordt gemonteerd en gemeten; vervolgens draait de tafel in een halve seconde één positie verder. Voor één stand is dus 4 sec nodig; daar er vijf standen zijn is de cyclustijd 20 sec voor één produkt. Daar er echter vijf produkten tegelijk (in verschillende fazen) in bewerking zijn, is dus elke 4 sec één produkt beschikbaar.

Wanneer de tafel begint te draaien wordt een elektrisch signaal afgegeven aan de schuiflijn van de ringteller. Het gevolg is dat, elektrisch, al bekend is

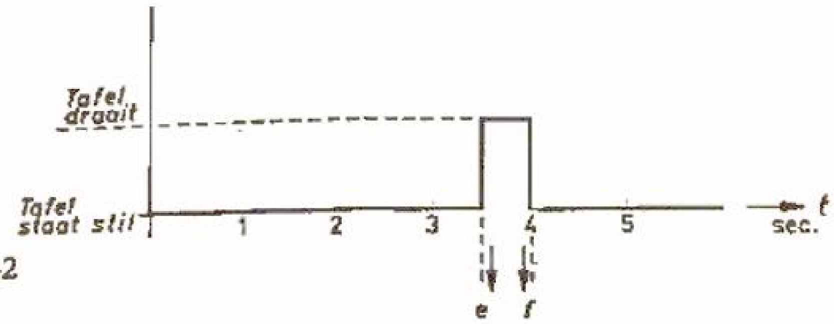


Fig. 7.8–2

of op een bepaalde positie een goed of een fout produkt uit de voorgaande positie zal aankomen, al voordat de tafel in deze positie is gekomen en stopt.

In de eerste positie A beginnen we altijd (vóór de toevoer van de onderdelen begonnen is) met een Q_2 signaal 0 d.w.z. een „fout" signaal. Dit foutsignaal wordt alleen op 1 („goed") gebracht indien de twee onderdelen aanwezig zijn. Wanneer een van de twee (of beide) onderdelen ontbreekt (ontbreken) wordt dit fout-signaal niet gecorrigeerd.

Positie A zal altijd het signaal van E overnemen; daarom moet bij het begin van de draaibeweging van de molen het signaal Q_2 van E op 0 worden gebracht, en pas daarna mag het schuifsignaal komen voor alle vijf bistabiele vibrators, zodat de bistabiele vibrator A het signaal 0 van E overneemt, en de overige bistabiele vibrators B, C, D en E het signaal van de voorafgaande vibrators. Dit alles moet gebeurd zijn vóór de molen stopt. De draaibeweging van de molen kan met een elektronische schakelaar worden afgetast, zoals in fig. 6.7–10 is te zien.

Fig. 7.8–3 toont een schakeling die bij het begin van de tafeldraaibeweging een spanningssprong afgeeft. Deze spanningssprong wordt, na een impulsvormer te hebben doorlopen, gedifferentieerd, en het zo verkregen triggersignaal e kan de bistabiele vibrator E op de ingang van Tr_1 triggeren. Het signaal uit de impulsvormer triggert tegelijkertijd een monostabiele vibrator (one shot). De achterflank van deze impuls (uitgang f) heeft een tijdsvertraging t.o.v. uitgang e. Deze tijdsvertraging moet korter zijn dan de duur van de draaibeweging van de tafel, dus kleiner dan 0,5 sec. Bovendien moeten

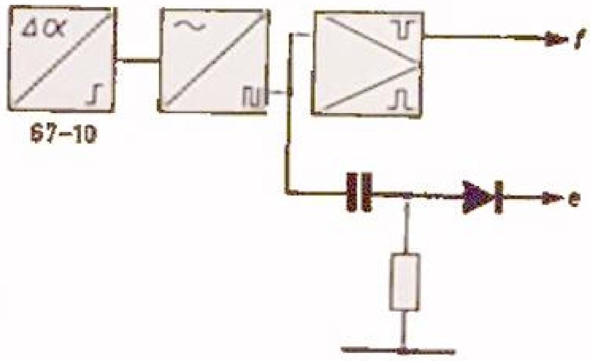


Fig. 7.8–3

beide signalen, *e* en *f*, binnen de periode van de draaibeweging vallen (zie fig. 7.8–2).

Het complete schema van de besturing van de montagemolen is getekend in fig. 7.8–4. Het blok 1 is de in fig. 7.8–3 uitgewerkte schakeling met een stuursignaal afgeleid van de draaibeweging. De blokken 2 t/m 6 zijn de bistabiele vibrators van de ringtellers; 7 t/m 9 zijn uitgangstrappen voor bekrachtiging van elektromagneten. Uit de symbolen is te zien dat deze uitgangstrappen voor ingangssignaal 1 de magneet bekrachtigen. De blokken 10 t/m 12 zijn aftastschakelaars om te constateren of de onderdelen aanwezig zijn. Deze schakelaars zijn weer afgeleid van de in fig. 7.6–10 behandelde elektronische schakelaar. Wanneer alle aftastpennen op de juiste plaats komen, geven al de schakelaars signaal 1 af op de ingang van de „en" schakeling in blok 13. De omkeerschakelaar 14 schakelt om, en de positieve flank van de spanningssprong van 14 wordt via differentiator 15 als triggerimpuls aan de bistabiele vibrator *A* toegevoerd. Deze schakelt in Q_2 uitgangssignaal 1 om (d.w.z. goed). De blokjes 10 t/m 15 vormen de ingangsunit voor goedkeuren in positie *A*.

Schakelt *A* niet terug (fout in aanwezige onderdelen of onderlinge positie), dan wordt bij het verdraaien van de tafel het signaal 0 aan *B* doorgegeven. De aan de uitgang van *B* gekoppelde vermogensversterker verhindert dan

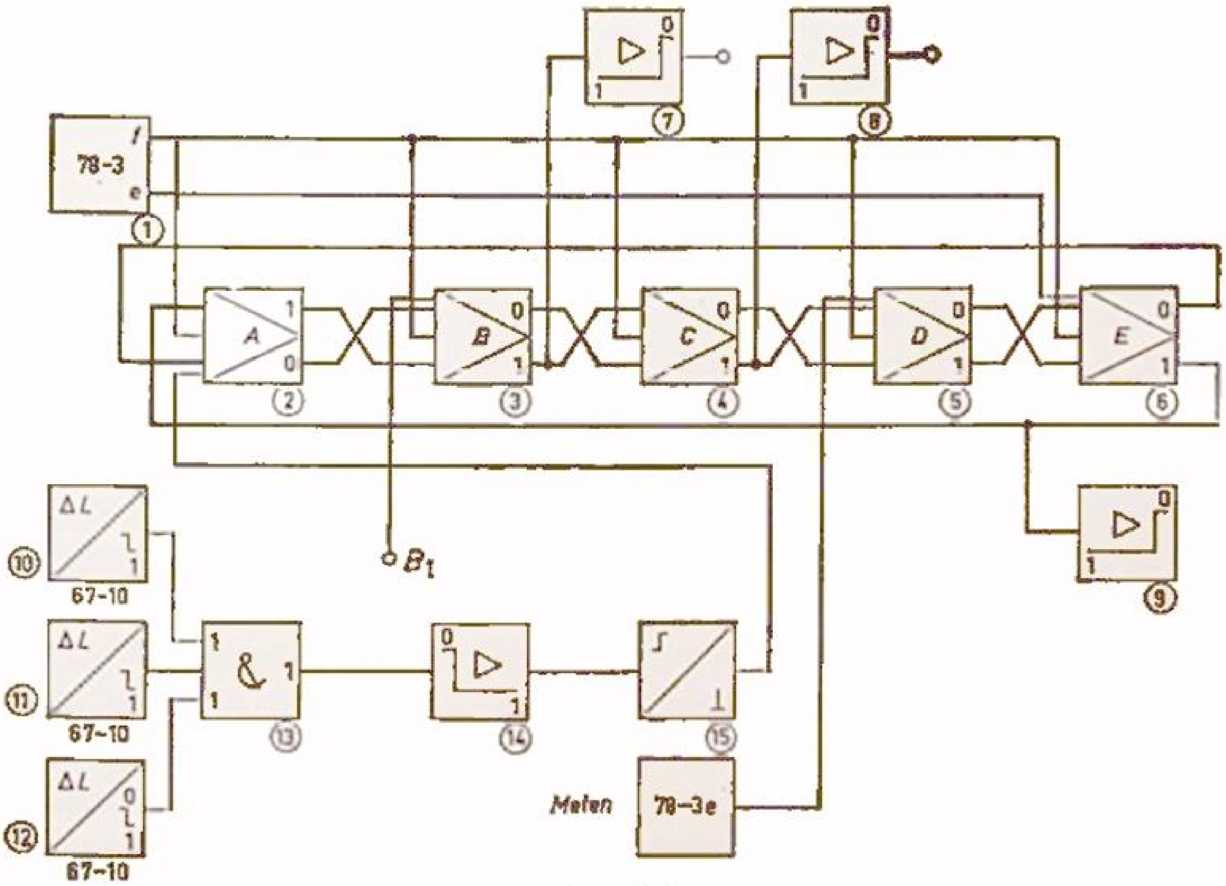


Fig. 7.8–4

de montage, daar de elektro-koppelmagneet niet bekrachtigd is (7). Als het produkt goed loopt van *A* t/m *E*, dan loopt het Q_2-signaal 1 door van $A \rightarrow E$. In de vijfde stand, *E*, aangekomen, wordt via 9 een elektromagneet bekrachtigd, welke een klep opent voor toevoer goede produkten. Komt een signaal 0 aan, dan komt het produkt bij de slechte produkten, daar de klep niet opent. Is de elektromagneet van de klep defect, dan wordt alles afgekeurd, zodat de goede voorraad die al aanwezig is niet „vervuilt".

In positie *D* is een meetplaats opgenomen. Hier wordt gecontroleerd of de onderdelen goed t.o.v. elkaar zijn gemonteerd, en of zij niet t.o.v. elkaar verdraaid kunnen worden. Om de laatste eigenschap te controleren, wordt op het onderdeel een mechanisch koppel uitgeoefend, dat zo groot gekozen is dat geen verdraaiing mag optreden. Is er wel verdraaiing, dan wordt dit geconstateerd met dezelfde unit als in fig. 7.8–3 is beschreven (echter zonder het extra vertraagde signaal *f*). In dat geval wordt in stand *D* het produkt afgekeurd (Q_2-signaal wordt 0).

De aanvoer van het derde onderdeel heeft plaats in positie *C*. Als op *C* een goed produkt aankomt, dan is het koppelmechanisme 8, dat de toevoer van het derde produkt controleert, bekrachtigd. (Komt een slecht produkt aan op *C*, dan is het Q_2-signaal 0 en wordt het mechanisme niet bekrachtigd, d.w.z. het derde onderdeel wordt niet aangevoerd.)

Na de montage in *B* kan het wenselijk zijn ook nog een controle uit te voeren op het goed monteren van de onderdelen. Deze controle kan geschieden met aftastelementen, waarvan de ingangscontrole-unit in *A* reeds gebruik maakte. Voor positie *B* moet dan de eventuele slechte montage geïndiceerd worden, d.w.z. de eventuele positieve triggerimpuls moet aan de ingang B_1 toegevoerd worden, waardoor het Q_1-signaal 1 en het Q_2-signaal 0 zou worden.

In stand *C* wordt dan geen derde onderdeel toegevoerd; het produkt loopt door, wordt in *D* nog eens gecontroleerd en blijft daar als een slecht exemplaar gekwalificeerd, zodat het in positie *E* in de bak voor slechte produkten terecht komt.

Met een positief triggersignaal op de ingang van Tr_2 (onderste ingang; zie *A*) kan dus worden goedgekeurd, en afkeuren kan gebeuren met hetzelfde positieve triggersignaal op de ingang Tr_1 (bovenste ingang; zie *B*, *D*, *E*). In positie *A* was het positieve triggersignaal afkomstig van een goedkeuring, en in de posities *B*, *D* en *E* van een afkeuring.

De opzet van de schakeling is zo, dat, indien defecten in de diverse trappen optreden, er òf een fout-indicatie gegeven wordt op de bistabiele vibrators, òf dat bewerkingen worden verhinderd. Daardoor wordt voorkomen dat goede voorraden door slechte produkten vervuild raken, terwijl bovendien

een machine die alleen maar produkten maakt die afgekeurd worden snel tot herstellen maant.

7.9 Het principe van de digitale voltmeter

Het is niet de bedoeling in deze paragraaf die gegevens naar voren te brengen die nodig zijn voor de bouw van digitale voltmeters. Anderzijds zou het zonder meer voorbijgaan aan dit type voltmeters de lezer een interessante informatie onthouden.

Daarom zullen wij in het kort een van de mogelijkheden aangeven hoe een digitale voltmeter kan worden opgebouwd aan de hand van een blokschema.

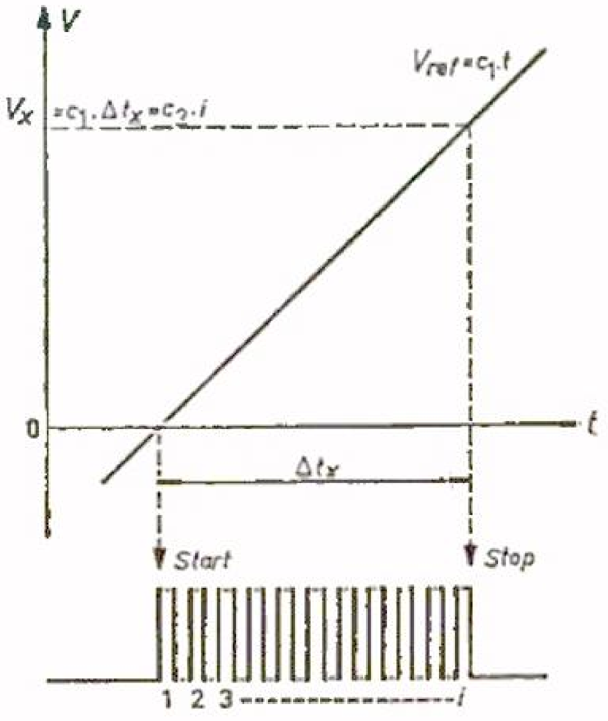


Fig. 7.9–1

In fig. 7.9–1 is het principe van de werking van een digitale voltmeter in het kort aangegeven. Hieruit blijkt allereerst, dat wij moeten beschikken over een lineair met de tijd toenemende referentiespanning, en hieraan is de eis te stellen dat de lineariteit zeer goed en de helling constant is ($V_{ref} = C_1 t$). Met behulp van deze met de tijd stijgende referentiespanning kan men het tijdsverloop meten dat nodig is om vanaf spanning 0 van de referentiespanning op tijdstip nul, de te meten spanning V_x te laten bereiken ($V_{ref} = V_x$). Dan is dus $C_1 \cdot \Delta t_x = V_x$, waarin C_1 de bekende helling van de referentiespanning met de tijd is. De spanningsmeting is nu omgezet in een tijdmeting.

In § 7.4 is aangetoond dat tijdmeting met grote nauwkeurigheid mogelijk is met behulp van de digitale techniek. Daartoe moet, zoals bleek in § 7.4, gebruik worden gemaakt van een generator met een nauwkeurig bekende constante frequentie en een digitale teller.

De teller moet starten als de referentiespanning de waarde 0 bereikt, en moet stoppen als de referentiespanning gelijk is aan de te meten spanning V_x. Het start- en het stopsignaal kunnen worden afgeleid van analoog-digitaal omzetters (spanning-comparators (zie par. 48)). Voor het start-signaal ($V_{ref} \geqslant 0$) moet de komparator een uitgangssignaal 1 afgeven; voor het stopsignaal moet de tweede komparator een uitgangssignaal 0 hebben als $V_{ref} \geqslant V_x$, en een uitgangssignaal 1 als $V_{ref} < V_x$. De schakeling is in fig. 7.9–2 in blokschema weergegeven. In de logische „en" schakeling vóór de teller komen drie signalen binnen: één van de tijdbasisgenerator G, die de te tellen impulsen levert, één van de nulspanningskomparator en één van de V_x-spanningskomparator.

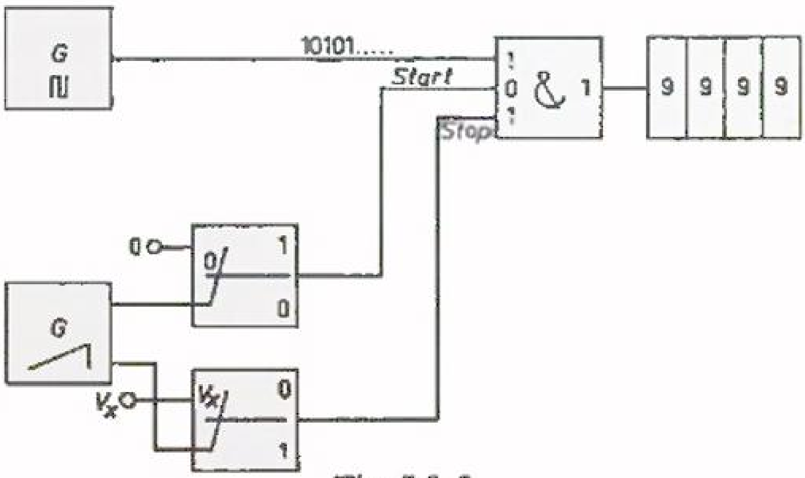


Fig. 7.9–2

Wanneer $V_{ref} < 0$, dan zijn de ingangssignalen op de „en" schakeling 1.0.1, en bereikt geen enkele telimpuls de teller. Indien $V_{ref} \geqslant 0$, dan zijn de ingangssignalen 1.1.1 en wordt de teller bestuurd door de impulsen van G. Wordt ten slotte $V_{ref} = V_x$, dan worden de ingangssignalen op de „en" schakeling 1.1.0 en bereiken impulsen de teller niet meer. Met de bekende generatorfrequentie f en het aantal getelde impulsen i is nu bekend dat het tijdsverloop:

$$\Delta t_x = \frac{i}{f} \cdot 1 \text{ sec},$$

zodat:

$$V_x = C_1 \cdot \Delta t_x = C_1 \frac{i}{f} = C_2 \cdot i \text{ volt}.$$

Hierin is:

$$C_2 = \frac{C_1}{f}.$$

Maakt men $C_1 = f$, dan is de onbekende spanning $V_x = i$ direct af te lezen op de indicator. Voor de eis $C_1 = f$ moet dus de stijging van de referentiespanning per tijdseenheid uitgedrukt in V/sec gelijk zijn aan de generatorfrequentie in Hz.

Opmerking:
Indien dus de stijging van de referentiespanning te allen tijde ondubbelzinnig wordt bepaald door de frequentie f, dan worden aan de frequentieconstantheid van G en aan de lineariteit en de helling van V_{ref} over langere tijd geen strenge eisen meer gesteld. Voor praktische uitvoeringen raadplege men de litteratuurlijst.

7.10 Samenvatting van de karakteristieke eigenschappen van digitale meet- en bestuurapparatuur

Zoals duidelijk gebleken is, wordt het belangrijkste element in de digitale techniek gevormd door de schakelaar. Voor zover er vroeger behoefte was aan de ontwikkeling van de digitale technieken, werd deze toch afgeremd door het niet bekend zijn van een voor dat doel geschikte schakelaar (de mechanische schakelaar vele malen toegepast in één groot apparaat was niet voldoende betrouwbaar en weinig flexibel voor wat betreft vertragingstijden, afmetingen, stuurvermogens, enz.). De transistor daarentegen heeft goede elektrische en mechanische eigenschappen (kleine dissipaties, betrouwbaar „contact", zeer kleine afmetingen). Bovendien vraagt de voortschrijdende techniek naar veel nauwkeuriger meetmethoden.

De analoge meettechniek wordt niet alleen snel duurder indien de nauwkeurigheid vergroot moet worden (door toepassing van speciale dure onderdelen), maar bovendien is het opvoeren van de nauwkeurigheid begrensd. Daarnaast maakt de analoge meettechniek gebruik van ultralineaire versterkerschakelingen, die zeer kwetsbaar zijn ten gevolge van de afhankelijkheid van temperatuur, relatieve vochtigheid en voedingsspanning. Daarentegen vraagt de digitale techniek voor het opvoeren van de nauwkeurigheid geen speciale onderdelen en voorzorgen, maar een vrijwel evenredige uitbreiding van dezelfde onderdelen. Daar bovendien in de digitale techniek een beperkt aantal typen schakelingen in grote aantallen herhaald worden, was het mogelijk dit bepaalde aantal typen schakelingen als bouwstenen in voorraad te houden. Dit heeft ook voor het onderhoud en de reparatie ver

strekkende gevolgen; met een t.o.v. de analoge meettechniek sterk begrensd onderdelenpakket kan elke storing worden opgevangen.

De indicatie-apparatuur bij de digitale techniek is veel uitgebreider en duurder dan bij de analoge techniek (iedere decade b.v. heeft zijn eigen onafhankelijke indicator), hoewel het gemak en de nauwkeurigheid van aflezen beslist ook overweging qua prijs waard is. Hieruit zal duidelijk zijn dat de aanschaf van relatief onnauwkeurige digitale meetapparatuur (slechts enkele dekaden b.v.) duur is ten opzichte van overeenkomstige analoge meetapparatuur.

Het is moeilijk om scherpe nauwkeurigheidsgrenzen te trekken waarboven digitale meetapparatuur goedkoper is dan analoge. Wel is een overgangsgebied te geven, en dit ligt momenteel bij nauwkeurigheden tussen 1 % en 0,5 %.

HOOFDSTUK 8

DIGITALE APPARATUUR ZONDER INDICATIE OF MET ANALOGE INDICATIE

In dit hoofdstuk worden gemengde toepassingen van digitale en analoge techniek voor meet-, regel- en bestuurapparatuur behandeld. In de praktijk worden deze gemengde schakelingen zo veelvuldig in kleinere apparaten toegepast, dat behandeling in het kader van dit boek noodzakelijk is om het overzicht over het gehele gebied compleet te maken. Hieronder vallen digitale meetsystemen met analoge aanwijzing (toerentellers); digitale bestuurapparaten zonder indicatie (speciale synchroon-tijdschakelaars) en analoge regelsystemen waarin digitale rechnieken toegepast zijn (motortoerenregeling).

8.1 Gelijkstroomregeling verduidelijkt aan de hand van een motortoerenregeling

In fig. 8.1–1 is een vermogenstrap getekend. De stroom door de belastingsweerstand (collectorstroom) is te regelen door regeling van de basisstroom. (De vermogenstrap kan natuurlijk bestaan uit verscheidene trappen, die gelijkstroom-gekoppeld zijn). De berekening van zulk een vermogenstrap is afwijkend van die van de vermogenstrap als schakelaar; de belastingsweerstand mag nu namelijk nooit de maximale dissipatielijn in het I_C — V_{CE} diagram snijden (zie fig. 1.1–4; voor verdere bijzonderheden wordt verwezen naar de litteratuurlijst onder gelijkstroomversterkers). De basisstroom van de vermogenstrap (en dus de collectorstroom) is regelbaar met behulp van R_1, en wordt begrensd door de waarde van R_2. Dit is een analoge stroomregeling, en alle stroomafhankelijke fysische grootheden zijn op deze manier in te stellen.

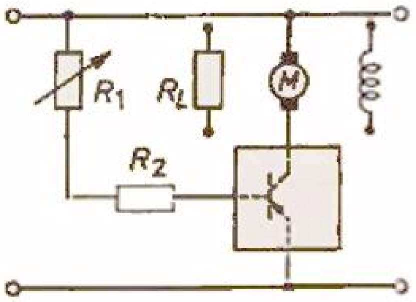


Fig. 8.1–1

Wanneer b.v. R_L de weerstand van het verwarmingselement van een oven is, kan de temperatuur worden ingesteld; is R_L de weerstand van een elektromagneet (wervelstroomrem), dan kan het remkoppel geregeld worden, enals R_L de ohmse weerstand van een gelijkstroommotor voorstelt, kan de motor geregeld worden.

Zoals in dit boek reeds enige malen naar voren kwam, werkt de transistor las schakelaar met een veel groter rendement dan de transistor als analoogversterker. Het ligt dan ook bij de bovengenoemde voorbeelden voor de hand te proberen de transistor als schakelaar te gebruiken. De vraag is dan: hoe kan men met de transistor als schakelaar toch een continue stroomregeling verkrijgen?

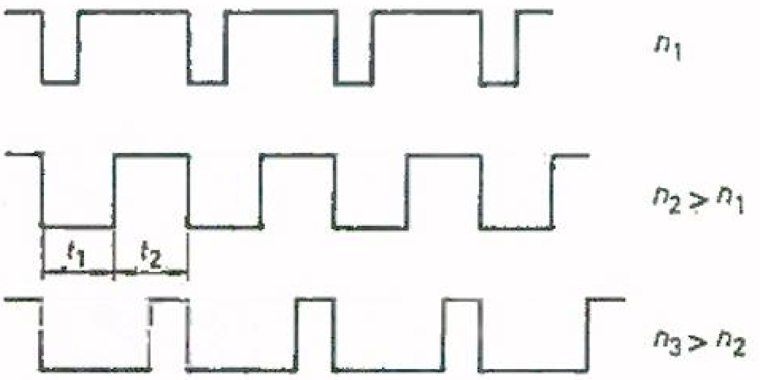


Fig. 8.1-2

De oplossing is eenvoudig: de schakelaar wordt periodiek geopend en gesloten, en de *gemiddelde* stroom wordt bepaald door de tijdsverhouding gesloten/geopend. Is deze verhouding groot (brede bestuurimpulsen met kleine onderbrekingen), dan is de gemiddelde stroom hoog; is de tijdsverhouding klein (smalle bestuurimpulsen met grote tussenpozen), dan is de gemiddelde stroom laag (zie fig. 8.1-2). Als het toerental van de motor afhankelijk is van de (gemiddelde) stroom, dan zal bij smalle bestuurimpulsen een laag toerental, en bij brede bestuurimpulsen een hoog toerental optreden. Voor een praktische uitvoering van dit principe wordt verwezen naar fig. 8.1-3.

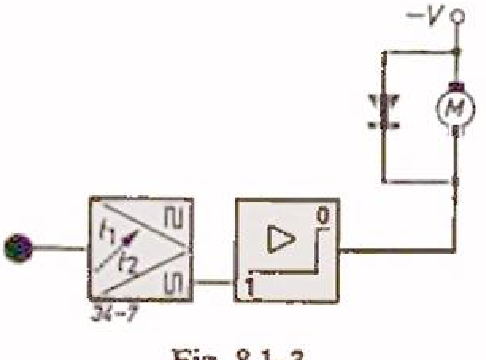


Fig. 8.1-3

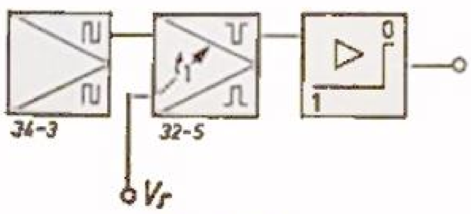


Fig. 8.1-4

De vermogenstrap wordt bestuurd door een multivibrator waarin de impulsduurverhouding, en daarmee het toerental van de motor, regelbaar is. Over de motor is een diode geschakeld, omdat de motor een inductieve belasting vormt (zie § 2.7).

In fig. 8.1–4 is een mogelijkheid tot elektronische regeling aangeduid (in tegenstelling tot de handregeling van fig. 8.1–3). In deze fig. komt een multivibrator voor die een monostabiele vibrator (one shot) triggert. De impulsbreedte van de one-shot vibrator is te regelen zoals in fig. 3.2–5 is aangegeven. Indien de regelspanning die daarvoor nodig is wordt afgeleid van het motortoerental (maar in zodanige zin dat het motortoerental teruggeregeld zal worden als het te hoog is), dan is het mogelijk een schakeling op te bouwen die het motortoerental constant houdt, onafhankelijk van de (wisselende) motorbelasting. Deze schakelingen zijn gelijkwaardig aan en naast die uit de analoge motorregeling op te bouwen (zie litteratuurlijst).

Opmerkingen:

1) Het motortoerental is ook indirect te regelen nl. door een wervelstroomrem op de motoras te bekrachtigen.
2) De regelspanningen zijn te betrekken uit de in de volgende paragraaf (§ 8.2) te beschrijven toerentalmeters.

8.2 Toerental-tolerantiemeters, jengelmeters

In fig. 8.2–1 komt een blokschema van een frequentiemeter voor.

Het eerste blok is een versterktrap, en deze voldoet aan twee voorwaarden: ten eerste past hij zich aan bij de impedantie van de impulsgever of -opnemer, voor wat betreft de impedantie van deze, en ten tweede versterkt hij de binnengekomen impuls tot een voldoende hoog niveau om het volgende (tweede) blok te sturen.

Dit tweede blok is een impulsvormer, die van het binnengekomen signaal steile (uitgangs-)impulsen maakt.

Het derde blok is een elektronische intregrator, die het aantal binnengekomen impulsen per tijdseenheid middelt. Dit gemiddelde is een maat voor de frequentie gedurende deze tijdseenheid. Voorbeelden van een elektronische integrator zijn in § 9.2 van het aanhangsel gegeven. Het aanwijsinstrument is analoog omdat de uitgangsstroom van de integrator ook analoog is.

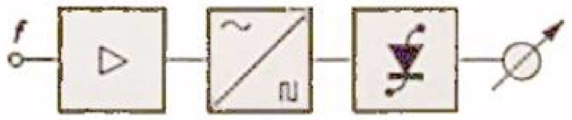
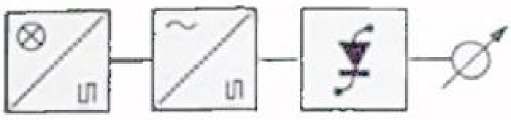
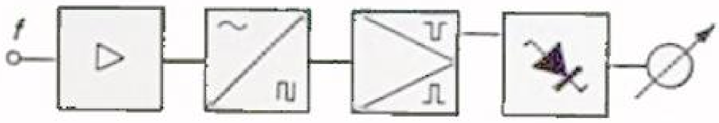


Fig. 8.2–1

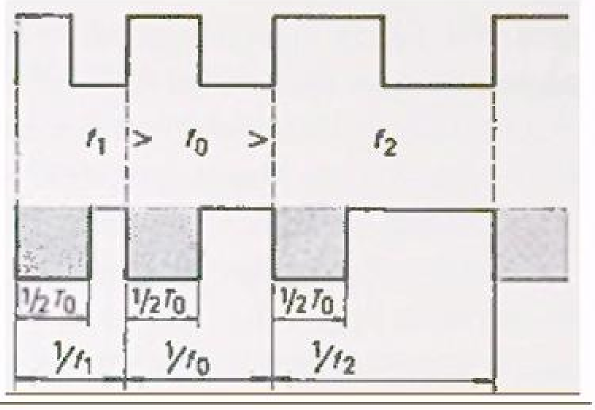
Wanneer de frequentie afgeleid wordt van het toerental van een as, dan kan de frequentiemeter als toerentalmeter worden gebruikt en geijkt. Als ingangstrap kan dan een foto-elektrische impulsgever dienen, zoals op b.v. foto 19 te zien is. Op de draaiende as kan een optisch merkteken gezet worden (krijtstreep) die per omwenteling éénmaal optisch afgetast wordt.

Fig. 8.2–2 

De schakeling is in fig. 8.2–2 gegeven, die verder gelijk is aan 8.2–1. Bij gebruik van een frequentiemeter tot 50 Hz is deze schakeling bruikbaar als toerentalmeter tot 3000 omw./min. De samenhang van een en ander is uitgebreid beschreven in § 7.5, waarin, bij gebruik van reflectieopnemers, het aantal gaten in de schijf (of het aantal tanden op het wiel) vervangen moet worden door hetzelfde aantal strepen op de omtrek van de (draaiende) as. In fig. 8.2–3 is een blokschema getekend van een frequentie-tolerantiemeter. Deze is geschikt voor het meten van frequentieveranderingen t.o.v. een gemiddelde frequentie f_o.

Fig. 8.2–3 

Een toepassing van een frequentie-tolerantiemeter is o.a. het controleren van het fijnregelbereik ($\pm$ 5%) van het toerental van de draaitafel van een platenspeler (om grammofoonplaten af te spelen). Daartoe wordt gebruik gemaakt van een grammofoonplaat waarin een frequentie $f_o = 3000$ Hz is gesneden. Voor de $\pm$ 5% fijnregeling moet dan een frequentiemeter met een indicatiebereik van 2850 tot 3150 Hz worden gebouwd. In fig. 8.2–3 komt het opnemer- (pick-up) signaal binnen in het versterkerblok, en wordt het in de impulsvormer omgezet in een digitaal signaal. De impulsvormer triggert een monostabiele vibrator. De tijdconstante van de monostabiele vibrator is zo ingesteld dat bij $f_o = 3000$ Hz de breedte van de impuls de halve periodetijd beslaat ($= \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T_o} = \frac{1}{6000}$ sec). Wordt nu de frequentie hoger of kleiner dan f_o, dan wordt de uitgaande impuls asymmetrisch. Daar de impulsbreedte constant is, kan alleen bij afwijkende frequentie de rusttijd tussen twee impulsen veranderen. Is $f_1 > f_o$, dan is de rusttijd $< \frac{1}{6000}$ sec, en is $f_2 < f_o$, dan is de rusttijd $> \frac{1}{6000}$ sec, zoals is getekend in fig. 8.2–4.

Fig. 8.2–4


De mate van asymmetrie van de impulsen, en dus de afwijking van frequentie f_0, is te meten met een impulsbreedtediscriminator (zie § 9.2). Bij een frequentie $f = f_0$ is de uitgangsspanning aan de discriminator nul, bij $f_2 < f_0$ negatief, en bij $f_1 > f_0$ positief. Daarom moet als indicatie-instrument een (draaispoel-)instrument met de ruststand in het midden van de schaal gekozen worden. De meter kan direct in frequentie (toerental) of in procenten geijkt worden, zodat de werking van het fijnregelmechanisme is te controleren. Volgens dit voorbeeld kunnen dus algemeen frequentie-tolerantiemeters, alsook frequentiemeters met aansluitende meetbereiken (b.v. 0–100 Hz, 100–300 Hz en 300–1000 Hz) worden gebouwd.

In plaats van de elektromechanische tongenfrequentiemeters (voor netfrequentie), zijn ook volgens bovenstaand principe, en bovendien met continue schaal, elektronische frequentiemeters te bouwen. Wanneer de impulsfrequentie van de toerental-tolerantiemeter in het bovenstaande voorbeeld (fig. 8.2–3) schommelt om de waarde 3000 Hz, zal de tolerantiemeter om 0% schommelen zolang deze „schommelfrequentie" niet te hoog is. Wordt deze frequentie te hoog, dan kan ten gevolge van zijn traagheid de meter deze frequentie niet meer volgen, maar het oor is bijzonder gevoelig voor deze schommelingen (jengel; wow, d.w.z. frequentiemodulatie). Maakt men de uitgangsimpulsen van de toerental-tolerantiemeter op een oscillograaf

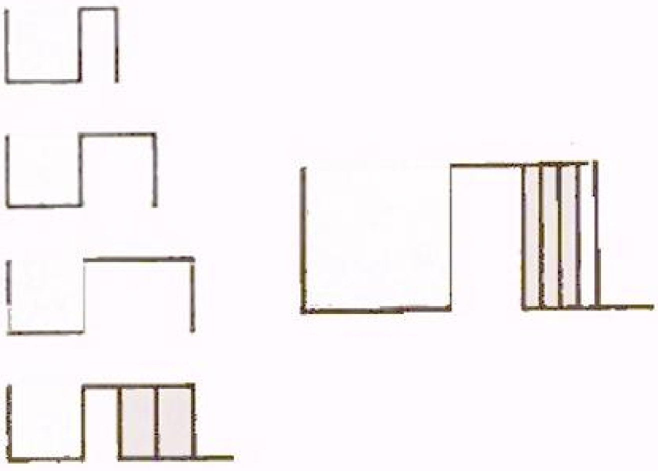


Fig. 8.2–5

zichtbaar, dan zal men een figuur waarnemen als in fig. 8.2–5 is getekend. Deze is dan b.v. opgebouwd uit de drie linker figuren. Deze schommelingen worden veroorzaakt door fouten in het aandrijfmechanisme van de draaitafel.

Bij platenspelers in de high-fidelity klasse mag deze schommeling relatief niet meer dan 1–3‰, bedragen. Deze schommeling kan echter ook veroorzaakt worden door de grammofoonplaat zelf, indien nl. de groeven niet concentrisch om de draaitafelas liggen (b.v. gat in de plaat met grote speling om de pen). Deze jengel bepaalt het kwaliteitscijfer en moet dus nauwkeurig gemeten worden, met uitsluiting van de eventueel door de grammofoonplaat zelf geïntroduceerde jengel.

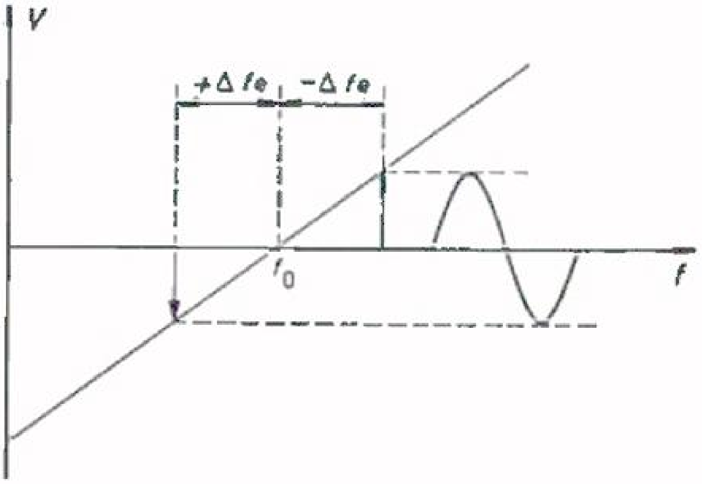


Fig. 8.2–6

In fig. 8.2–6 is de uitgangsspanning van de discriminator van de toerentaltolerantiemeter getekend. Deze uitgangsspanning schommelt om nul (sinusvormig door excentriciteit veroorzaakt). Daarnaast bestaat een signaal dat niet sinusvormig behoeft te zijn en dat wordt veroorzaakt door het aandrijfmechanisme. Dit laatste signaal is bepalend voor de jengelindex van de platenspeler; het eerste signaal moet gecompenseerd worden. Deze compensatie kan gebeuren door de plaat met de microscoop centrisch te stellen, of, wat veel eenvoudiger is voor een veel voorkomende controle zoals in de fabricage: langs elektronische weg.

Om de schommelingen in frequentie die te snel zijn voor het meetsysteem toch aan te kunnen wijzen zonder last te hebben van de traagheid van de meter, moet een top-tot-top voltmeter parallel aan de uitgang van de schakeling in fig. 8.2–3 aangesloten worden. Deze top-tot-top voltmeter is aangeduid in fig. 8.2-7. De scheidingscondensator aan de ingang verhindert de gelijkspanningscomponent (veroorzaakt door een constante frequentieafwijking) in het meetsysteem door te dringen. De eerste (reeds aanwezige) meter wordt geijkt in toerentallen (met gelijkspanningscomponent) en de tweede meter kan geijkt worden in grootte van de frequentieschommelingen (% jengel).

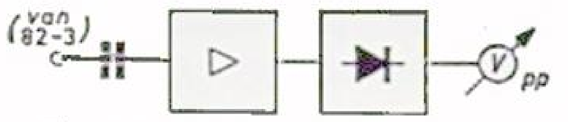


Fig. 8 2–7

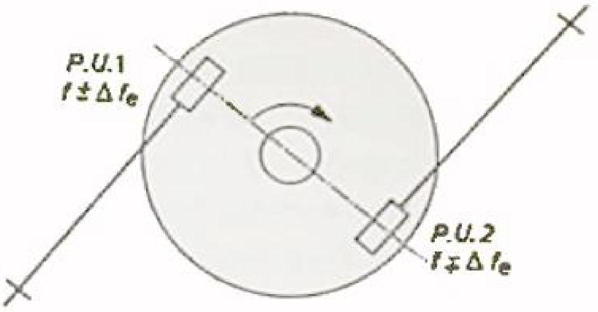


Fig. 8.2–8

Deze meetapparatuur is direct bruikbaar voor afspeelapparatuur waarin geen extra fouten door excentriciteit kunnen worden geïntroduceerd, b.v. bij de bandrecorder.

Bij platenspelers moet een excentriciteitscompensatie worden gebruikt. Voor fabricagemetingen is deze compensatie te verkrijgen met twee opnemers die diametraal t.o.v. de as van de draaitafel op dezelfde plaat zijn opgesteld; dit volgens de ideeën van Dr. Ir. Boerdijk en Ir. Meynders (zie fig. 8.2–8). Wanneer de ene opnemer een spanning afgeeft met een frequentie $f + \Delta f_e$, zal de andere een spanning met frequentie $f - \Delta f_e$ afgeven, waarbij Δf_e voorstelt de frequentie-afwijking ten gevolge van excentriciteit in de plaat (de draaitafels zijn gelagerd om een stilstaande as, zodat „kromme" assen geen invloed uitoefenen op de excentriciteit). De excentriciteit kan nu op twee manieren worden gecompenseerd: door menging, d.w.z. optellen van de frequenties (zodat $+ \Delta f_e$ wegvalt tegen $- \Delta f_e$), of door beide signalen ieder voor zich een aparte discriminator te laten besturen en de uitgangssignalen van de discriminators te sommeren (zie fig. 8.2–9). De eerste discriminator is ingesteld (uitgangsgelijkspanning = 0) op een eigen frequentie f_{01} =

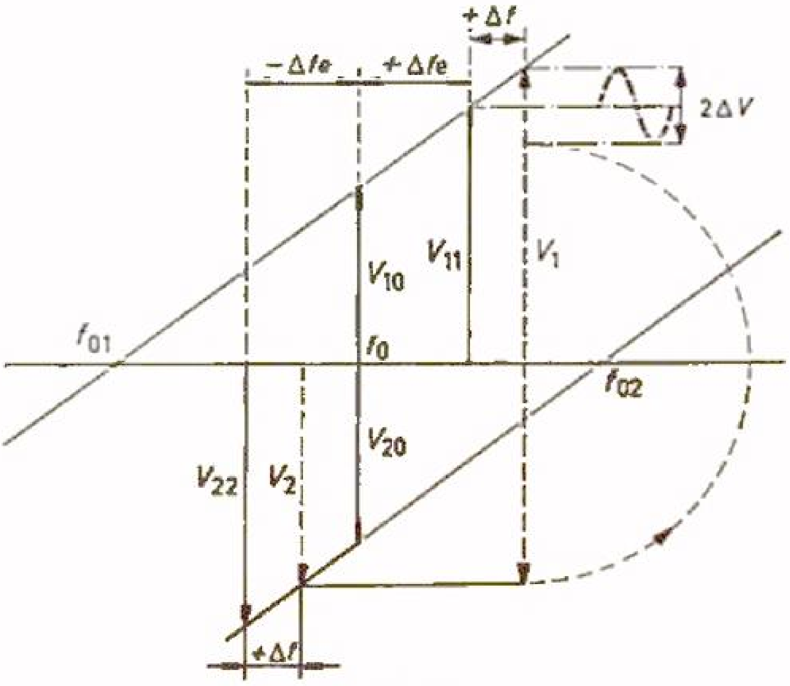


Fig. 8.2–9

2900 Hz; de tweede op een eigen frequentie $f_{o2} = 3100$ Hz. Wanneer aan de ingang van beide discriminators 3000 Hz wordt toegevoerd ($= f_o$ gesneden op de testplaat), dan levert de eerste discriminator een uitgangsgelijkspanning V_{10}, en de tweede $- V_{20}$. Sommeren wij beide uitgangsspanningen, dan wordt $V_{10} - V_{20} = 0$ (omdat beide spanningen even groot zijn). Bij een excentriciteit wordt de frequentie aan de eerste discriminator $f_o + \Delta f_e$, waarbij een uitgangsspanning V_{11} optreedt, en aan de tweede discriminator $f_o - \Delta f_e$, met een uitgangsspanning V_{22}. Nu zijn V_{11} en V_{22} even groot doch tegengesteld, zodat de gesommeerde uitgangsspanning nul blijft. (De hellingen der discriminators zijn even groot). Treedt nu nog een extra frequentiezwaai $+\Delta f$ op (b.v. door een momentele stijging van het toerental), dan wordt de frequentie op de eerste discriminator $f_o + f_e + \Delta f$, waaruit een uitgangsspanning V_1 is af te leiden; de frequentie op de tweede discriminator wordt $f_o - \Delta f_e + \Delta f$, waaruit een uitgangsspanning V_2 resulteert. De twee uitgangsspanningen zijn nu niet meer even groot, en het verschil in grootte $2\Delta V$ verschijnt aan de gemeenschappelijke uitgang van de twee discriminators. Zoals reeds bij de enkelvoudige jengelmeter in fig. 8.2–7 aangegeven, moet de wisselspanningscomponent nog versterkt worden en vervolgens top–tot–top gelijkgericht. In fig. 8.2–10 is de complete jengelmeter met excentriciteitscompensator getekend in blokschema.

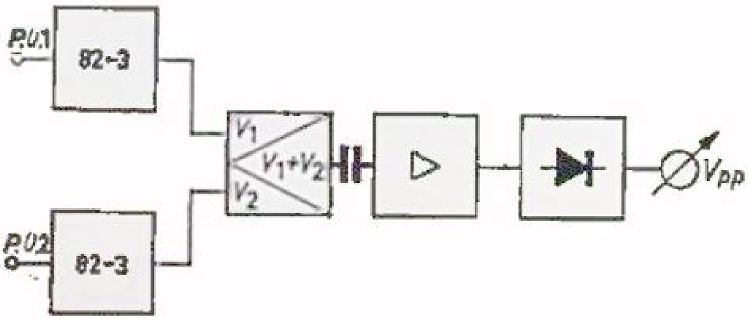


Fig. 8.2–10

Opmerking:

Bij het berekenen van de top-tot-top gelijkrichter en de eraan voorafgaande versterker moet men er rekening mee houden dat de jengelfrequentie zeer laag kan zijn; vanaf circa 1 Hz moeten de wisselspanningscomponenten nauwkeurig gemeten kunnen worden. In de praktijk betekent dit dat de versterker een direct gekoppelde versterker moet zijn.

8.3 Koppelmeters

Bij de huidige stand van de fijnmechanische techniek komt de vraag naar koppelmetingen steeds sterker naar voren. Het bereik van deze metingen ligt

tussen circa 5—1000 gram·cm. Er bestaan vele koppelmeters die op diverse principes berusten. Eén ervan, nl. die voor het meten van overgebrachte koppels via draaiende assen, berust op het principe van impulsbreedtemodulatie.

In fig. 8.3–1 is de mechanische samenstelling van het meedraaiende meetelement getekend. Op een as zijn twee halve schijven aangebracht. De schijven zijn op een hoek β na een half cirkelsegment, en worden zodanig op de as gemonteerd dat zij onderling weer een hoek β verdraaid zijn. Laten we de twee schijven in twee foto-elektrische impulsgevers (lamp + fototransistor; zie foto 18) ronddraaien, dan krijgen we twee series impulsen die een hoek β t.o.v. elkaar verschoven zijn (zie fig. 8.3–2, de eerste en de tweede rij, respectievelijk V_1 en V_2). Voor een praktische proefopstelling, zie foto 43. Hierin wordt de meetas boven aangedreven (M_a). Wanneer de twee spanningen V_1 en V_2 gecombineerd worden zoals in de derde rij van fig. 8.3–2 is weergegeven, dan verkrijgt men een serie symmetrische impulsen, waarvan de breedte even groot is als de rustpauze tussen twee impulsen, nl. π radialen.

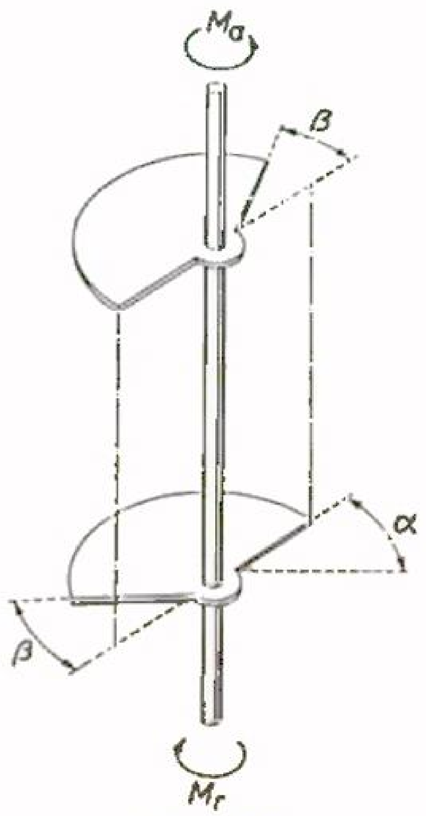


Fig. 8.3–1

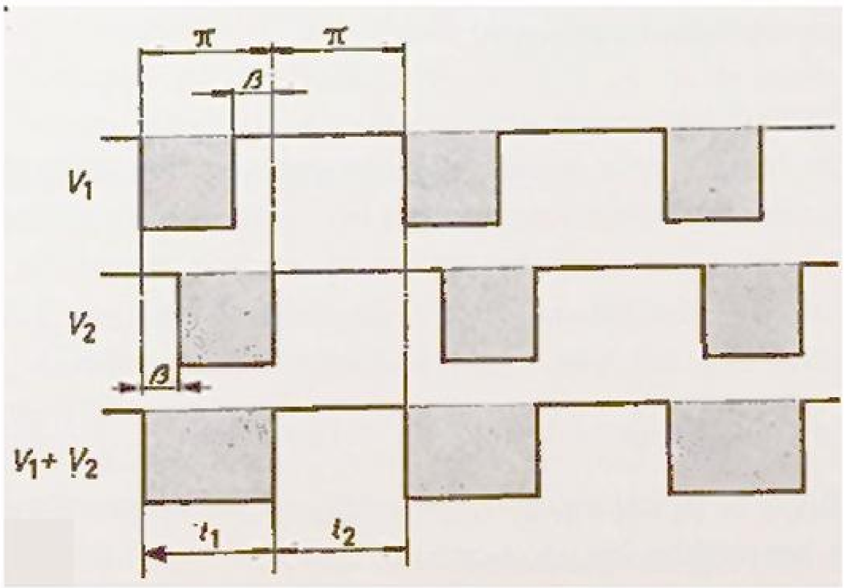


Fig. 8.3–2

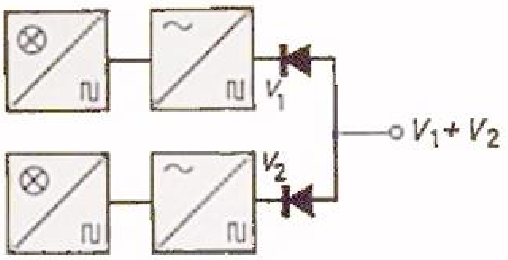


Fig. 8.3–3

Om de schakeling op te bouwen zijn richtlijnen gegeven in het blokschema van fig. 8.3–3. Na de twee foto-elektrische impulsgevers worden een stel impulsvormers tussengeschakeld. De uitgangen van de impulsvormers zijn via ontkoppeldiodes op een gemeenschappelijke uitgang aangesloten. De diodes vormen een logische „of" schakeling; òf V_1 òf V_2 geeft de uitgangsspanning, òf V_1 en V_2 gezamenlijk.

Wanneer het toerental van de as verandert, zal de tijdsduur van de impuls zich wijzigen; de rustpauze verandert echter evenveel. De verhouding impulsduur t_1 tot rustpauze t_2 wijzigt zich dientengevolge niet, zodat de koppelmeter onafhankelijk van het toerental is.

Wanneer de meetas aan de onderzijde niet mechanisch belast wordt, is dus de verhouding van impulsduur tot periodeduur $\frac{t_1}{t_1 + t_2}$ onafhankelijk van het toerental constant, en wel gelijk aan $\frac{1}{2}$, daar $t_1 = t_2$.

Wordt echter de meetas aan de onderzijde belast met een mechanisch koppel M_r, dan blijft de onderste schijf door torsie van de meetas een hoek α achter bij de bovenste schijf. De impulsduur wordt nu $\pi + \alpha$ radialen, en de rustpauze $\pi - \alpha$ radialen; de verhouding van impulsduur tot periodeduur wordt nu $\frac{\pi + \alpha}{\pi + \alpha + \pi - \alpha} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} = \frac{1}{2} + \frac{\alpha}{2\pi}$.

Deze verhouding neemt dus evenredig met de hoek α toe, en dus met de grootte van het koppel.

Opmerking:
De hoek $\beta < \pi$ is aangebracht met een tweeledig doel; ten eerste kan men zonder belasting eenvoudiger symmetrische impulsen instellen door verstellen van een der schijven op de as, en ten tweede is het nu mogelijk (onder voorwaarde dat $\alpha_{max} \leqslant \beta$) de richting van het koppel te meten voor het geval dat het aandrijvende koppel het remmende koppel zou worden. In het laatste geval wordt de verhouding nl. $\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi}$. Deze verhouding is direct af te lezen met behulp van een impulsbreedtediscriminator, zoals reeds is besproken bij de toerental-tolerantiemeter (zie ook § 9.2).

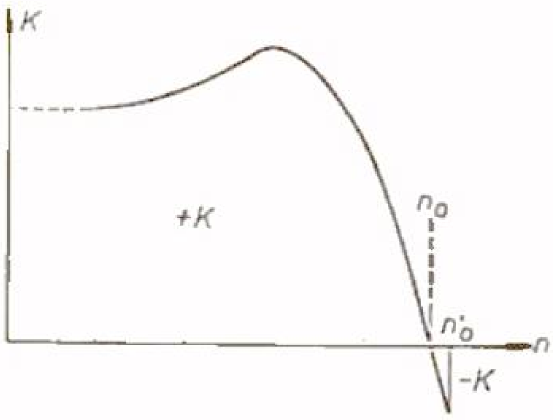


Fig. 8.3–4

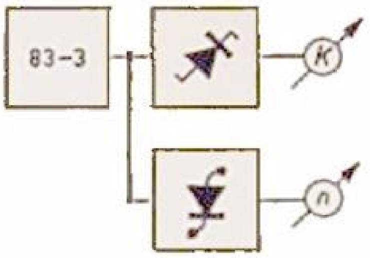


Fig. 8.3–5

In fig. 8.3–4 is een typische toerental-koppelkromme van een kleine asynchrone motor getekend. Deze kleine motoren worden veel toegepast bij de platenspeler en -wisselaar èn de bandrecordertechniek. Om een toerental-koppelkromme puntsgewijze te meten, moet naast de koppelmeter ook een toerentalmeter gebruikt worden.

De toerentalmeter kan eenvoudig van de koppelmeter worden afgeleid omdat het aantal ter beschikking staande impulsen direct een maat voor het toerental (van de meetas) is. Om dit aantal per tijdseenheid vast te stellen moeten wij een pomp-integrator toepassen (zie § 9.2). Het complete koppel-toerental meetsysteem ziet men in fig. 8.3–5 in blokschema.

Wanneer we niet puntsgewijs willen opnemen maar direct de gehele kromme willen opschrijven, dan moeten de twee uitgangsspanningen worden toegevoerd aan een *x—y* recorder (schrijvende meetstift welke door twee spanningen in twee onderling loodrechte richtingen wordt bestuurd). De koppelmeter is eenvoudiger uit te voeren door de twee schijven direct naast elkaar op te stellen, daar dan slechts één foto-elektrische impulsgever vereist wordt. De tweede schijf wordt door middel van een holle as verplaatst van het ene einde van de meetas naar het andere einde vlak naast de eerste schijf. De holle as omvat dan de meetas, en is op de plaats waar oorspronkelijk de tweede schijf was aangebracht met de meetas verbonden. Een proefuitvoering is weergegeven op foto 44, waarin de beide schijven na verwijdering van de foto-elektrische impulsgever zichtbaar zijn geworden.

8.4 Meting van tijdsvertraging, impulsbreedte en fazeverschuiving

Zoals in hoofdstuk 2 behandeld, is voor de omschakeling van de transistorschakelaar tijd nodig, zij het weinig. Wanneer men deze tijd wil meten, dan moet men de ingangs- en uitgangssignalen van de elektronische schakelaar vergelijken. In fig. 8.4–1 is in de bovenste rij het ingangssignaal getekend

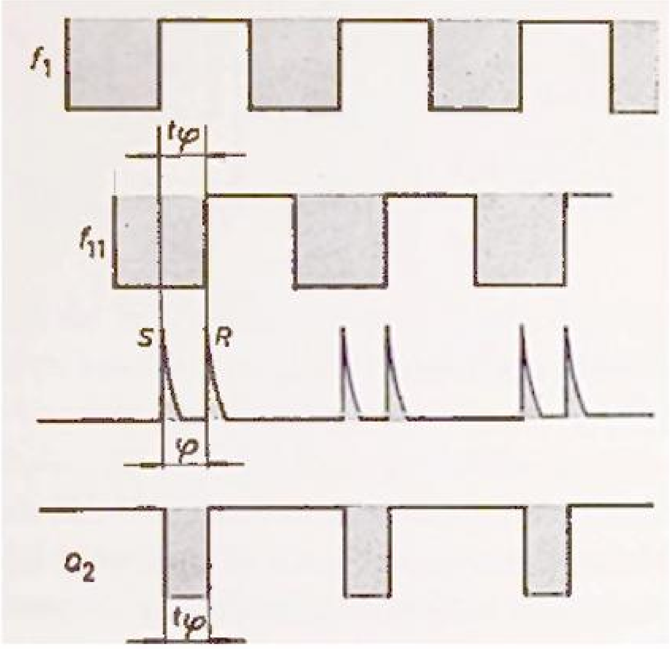


Fig. 8.4–1

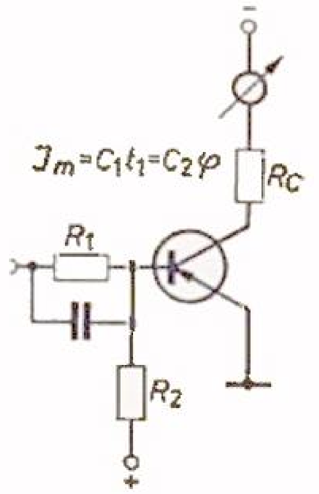


Fig. 8.4–2

(met frequentie f_1), en in de tweede rij het uitgangssignaal van de betreffende schakelaar(s). Wanneer nu van de achterflanken van beide impulsrijen triggersignalen worden afgeleid, zoals in de derde rij is getekend, dan is het tijdsverschil t_φ gelijk aan de totale uitschakeltijd van de transistorschakelaar ($t_s + t_f$ in fig. 2.1–3). Met deze twee triggersignalen kan een bistabiele vibrator heen en terug geschakeld worden (set-reset) en is de breedte van de uitgangsimpulsen van de bistabiele schakeling in rij 4 een maat voor de uitschakeltijden. Willen we het tijdsverschil van de voorflanken weten, dan kan dit met behulp van negatieve triggersignalen worden bepaald.

De breedte van een impuls bij een gegeven frequentie kan eenvoudig worden afgeleid uit de meting van de gemiddelde stroom. De schakeling hiervoor is gegeven in fig. 8.4–2. Het is ook mogelijk om zonder deze aparte indicatortrap de gemiddelde collectorstroom in de tweede transistor van de bistabiele schakeling direct te meten. Deze bistabiele schakeling is symmetrisch opgebouwd en heeft daardoor geen invloed op de breedte van de uitgaande impuls (wel een kleine verschuiving in tijd van de impuls). Bij eventuele fazemeting krijgen we twee spanningen van dezelfde frequentie die t.o.v. elkaar over dezelfde tijd, d.w.z. een zekere hoek bij deze frequentie, verschoven zijn. Allereerst worden met behulp van versterkers en impulsvormers blokspanningen gemaakt van beide spanningen volgens fig. 8.4–3.

Na differentiatie wordt met de aldus verkregen positieve triggersignalen een bistabiele vibrator bestuurd. De gemiddelde stroom die optreedt in de collector van Tr_3 in deze vibrator is weer een maat voor de impulsbreedte en dus voor de tijdsvertraging van f_{11} t.o.v. f_1. Deze tijdsvertraging komt overeen met een zekere hoekverdraaiing φ bij de frequentie f_1; met de

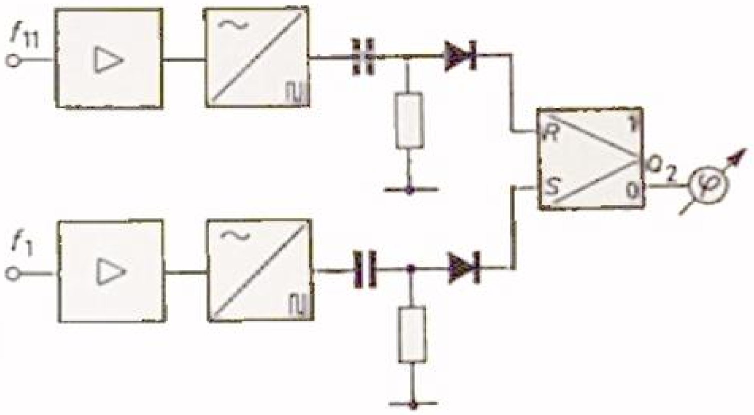


Fig. 8.4–3

aldus berekende φ kan de schaal van de stroommeter geijkt worden. Deze ijking is dan slechts geldig voor frequentie f_1. Andere frequenties f hebben dan een schaalijking die $\frac{f}{f_1}$ maal zo groot is.

Behalve volgens de bovenbeschreven methode voor het meten van faze- of tijdverschuivingen, kan dit ook nog met de impulsbreedte-discriminator gemeten worden, zoals in § 8.3 werd besproken (vergelijk b.v. fig. 8.3–3). In fig. 8.3–3 zijn bij deze meting de differentiators, evenals de bistabiele vibrator weggelaten. De diodes worden andersom aan de uitgangen van de impulsvormers aangesloten en rechts doorverbonden.

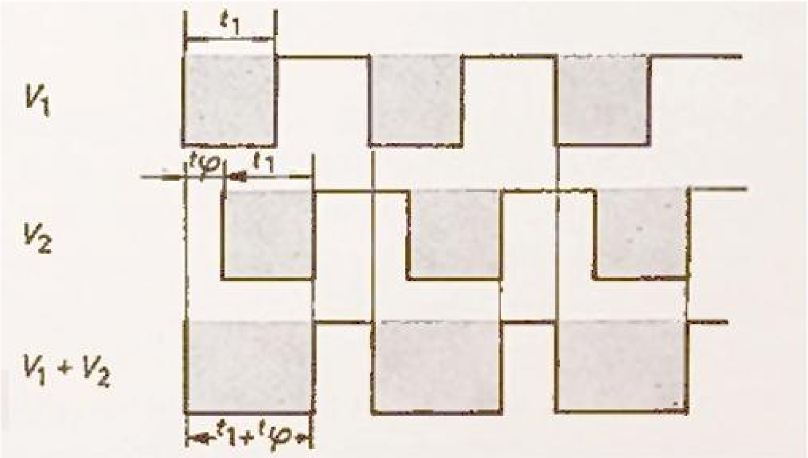


Fig. 8.4–4

In fig. 8.4–4 zijn in de eerste en in de tweede rij de uitgangssignalen van de twee impulsvormers getekend; in de derde rij is het signaal van de twee diodes opgeteld. Dit signaal wordt volgens de in fig. 8.3–3 beschreven methode verwerkt met een impulsbreedte-discriminator. De verandering van de impulsbreedte is dan een maat voor de fazeverschuiving; er wordt echter geen indicatie gegeven of deze fazeverschuiving positief of negatief is.

Opmerking:
Indien tijdsvertragingen (schakeltijden) het directe doel van de meting vormen (of de verandering van tijdsvertraging bij zekere veranderende om-

standigheden, die een nauwkeurigheids-orde meer vraagt), dan kan de nauwkeurigheid van de meting sterk worden opgevoerd door de frequentie f_1 gelijk te maken aan $f_1 = \frac{1}{2.t_\varphi}$.
Achter de schakeling van fig. 8.4–3 moet dan in plaats van een stroommeter een impulsbreedte-discriminator worden aangesloten.

De schommeling van de schakeltijd met de tijd kan dan worden gemeten zoals de jengel met de toerental-tolerantiemeter in § 8.2.

8.5 Amplitude-discriminators en indicators voor tolerantiegrenzen

Een (medische) meting waarmee iedereen wel eens kennis heeft gemaakt is die van de bloeddruk. Deze meting verloopt aldus: voor het dichtdrukken van de slagader(s) verhoogt de behandelende arts in een om de bovenarm geplaatste opblaasbare manchet de (lucht-)druk tot geen waarneembare polsslag meer aanwezig is.

De druk in de manchet wordt vervolgens langzaam verlaagd d.m.v. een ventiel totdat het bloed door de nog nauwe opening van de slagader geperst wordt, waarbij sterke bloedwervelstromen optreden. Met een stethoscoop worden deze wervelingen hoorbaar gemaakt (z.g. Korotkowtoon). Op het moment dat men die toon hoort, leest men op een kwikmanometer, die de luchtdruk in de manchet aangeeft, de zn. systolische bloeddruk af. Verlaagt men nu de druk in de manchet, dan zullen eerst de wervelstromen iets sterker worden, daar de snelheid van de bloedstroom dan toeneemt. Wordt de druk nog verder verlaagd, dan nemen de wervelstromen af omdat de opening vergelijkbaar wordt met de normale slagaderdoorsnede. Ten slotte verdwijnen de wervelstromen geheel. Op dit ogenblik leest men de kwikmanometer weer af om de z.g. diastolische bloeddruk te meten.

Door vervanging van de stethoscoop door een elektronische indicator is het mogelijk de twee bloeddrukgrenzen veel nauwkeuriger en dus veel beter reproduceerbaar te bepalen. Tijdens het optreden van Korotkowtonen blijken tegelijkertijd in de bovenarm onder de manchet en in de manchet zelf sterke oscillaties aanwezig te zijn.

Wanneer i.p.v. de genoemde kwikmanometer een elektronische manometer wordt gebruikt voor het meten van de luchtdruk in de manchet, dan blijken deze oscillaties op het luchtdrukverloop gesuperponeerd te zijn (zie fig. 8.5–1). Tussen de systolische en de diastolische waarde van de bloeddruk blijken deze oscillaties zeer sterk te zijn. In fig. 8.5–2 is bovenaan het van deze oscillaties afgeleide spanningssignaal getekend (via differentiatie).

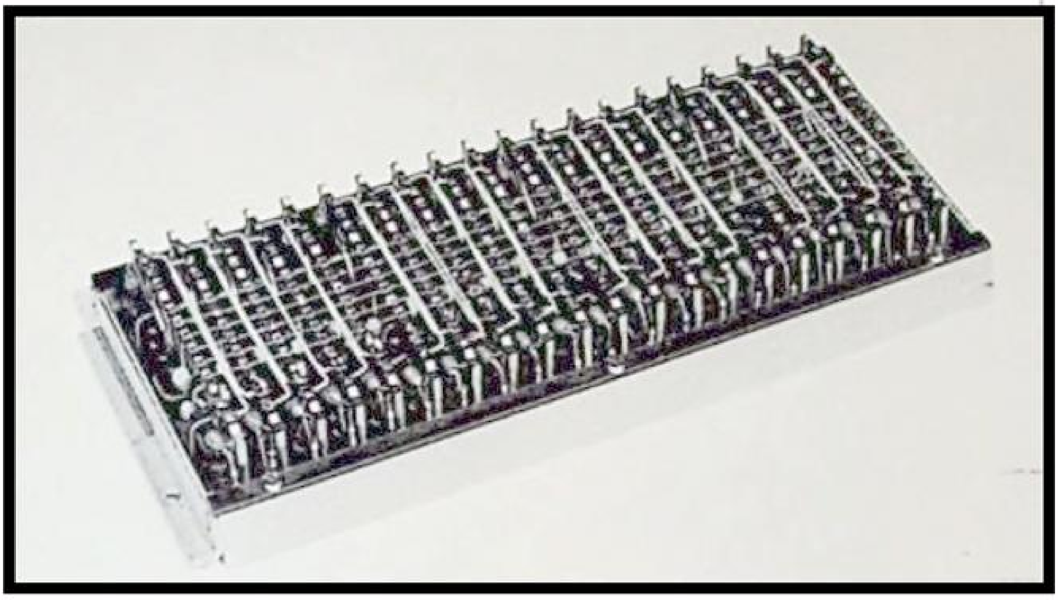


Foto 41 (p. 175)

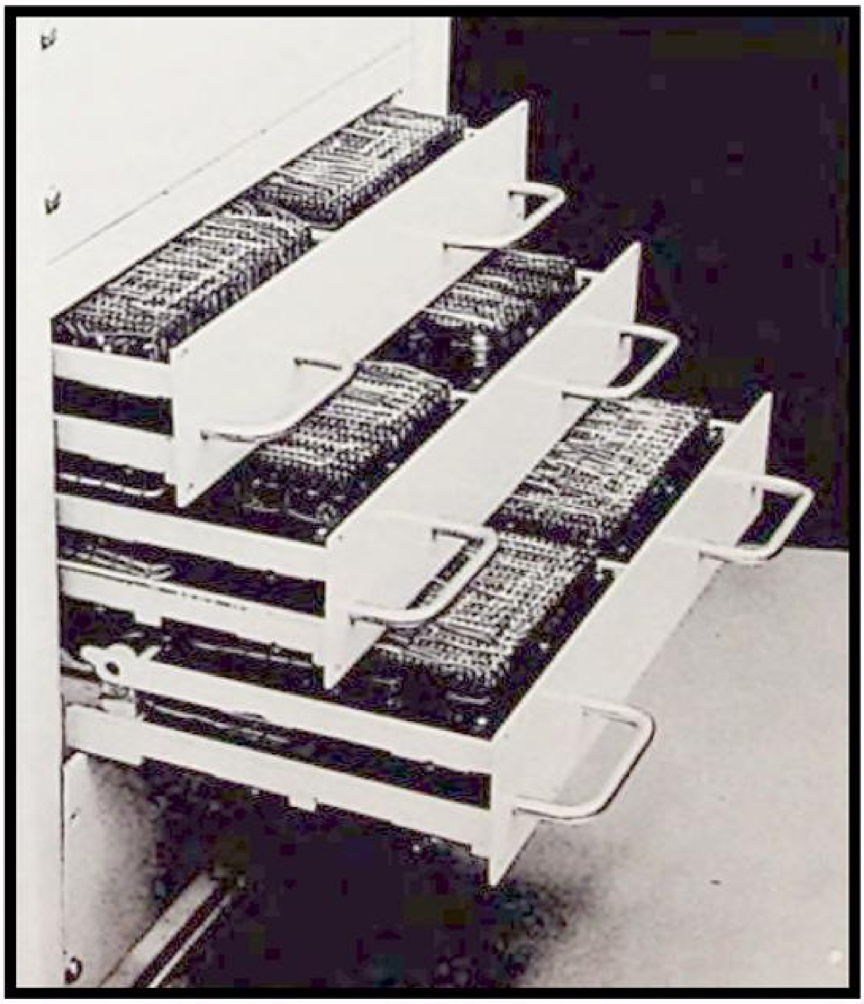


Foto 42 (p. 175)

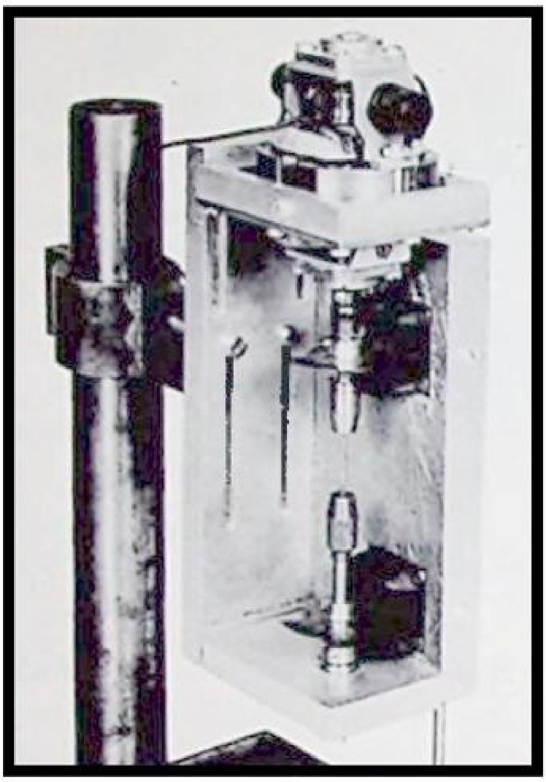


Foto 43 (p. 193)

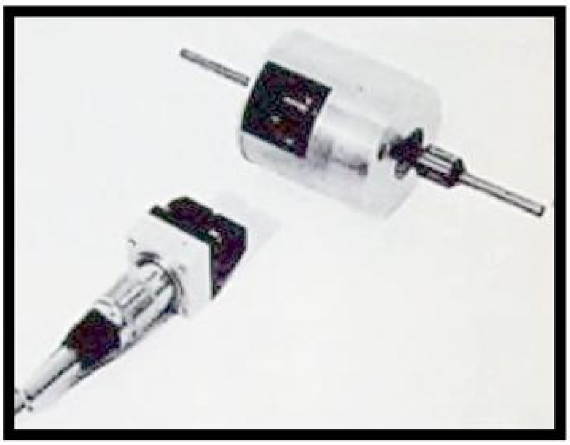


Foto 44 (p. 195)

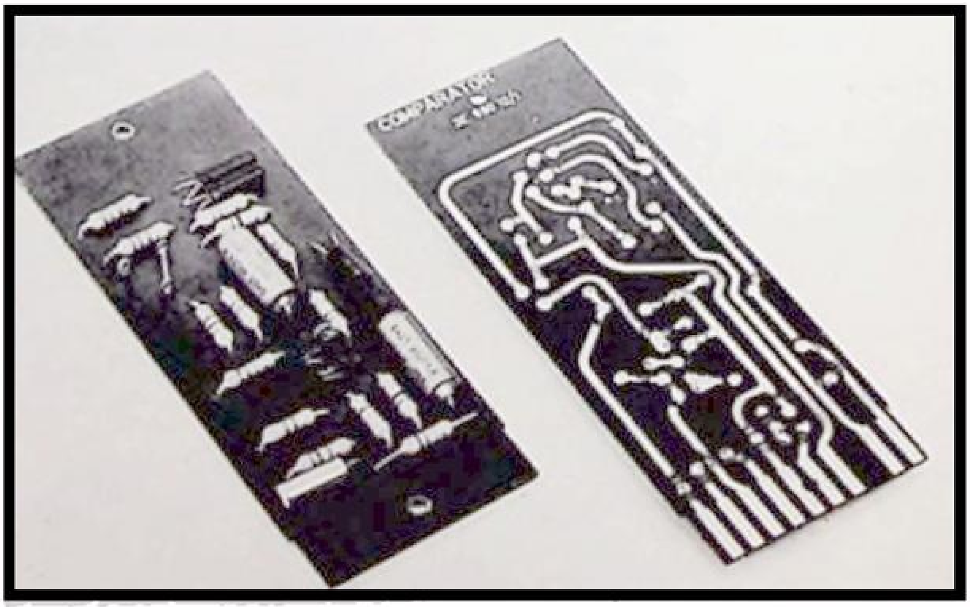


Foto 45 (p. 203)

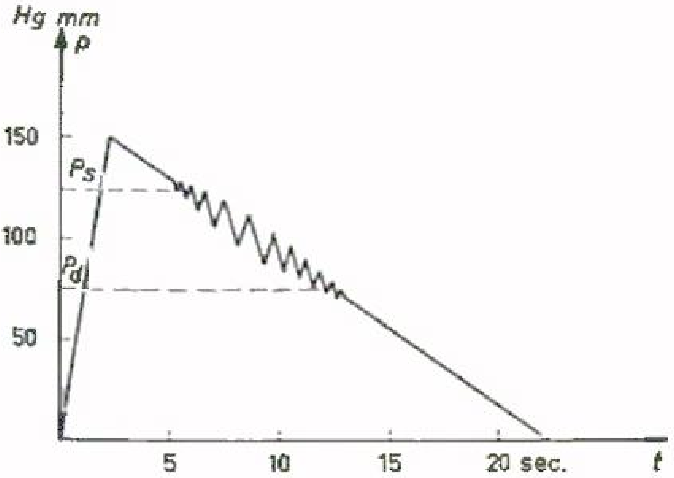


Fig. 8.5-1

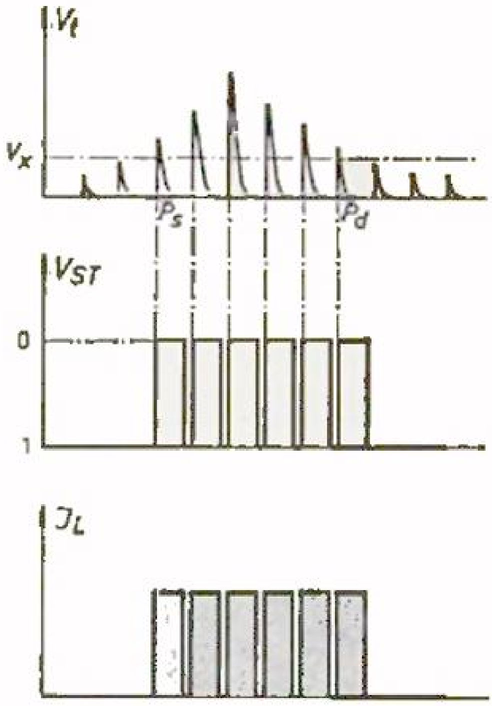


Fig. 8.5-2

Zijn nu de oscillaties groter dan de aangegeven waarde V_x, dan noemt men die groot. Bij de eerste impuls die boven dit niveau uitkomt is de systolische druk bereikt. Met behulp van een Schmitt-trigger die bij een ingangsspanning V_x omslaat, is het eenvoudig mogelijk een lampindicator te bedienen, zodat, wanneer het lampje opflikkert, de systolische waarde bereikt is. Bij het dalen van de druk blijft het lampje flikkeren totdat op een gegeven ogenblik het lampje blijvend dooft; dan is de diastolische waarde bereikt.

De Schmitt-trigger slaat om wanneer een individuele impuls weer onder het V_x-niveau terugvalt. Om toch een langer en regelmatiger flikkeren van het licht te verkrijgen, kan men met een extra condensator in de Schmitt-triggerschakeling de impuls breder maken (one shot afgeleid van een Schmitt-trigger (zie fig. 3.3–6). Het juiste V_x-niveau is in die schakeling instelbaar met potentiometer R_{11} (zie de middelste rij impulsen in fig. 8.5–2). Met deze impulsen bestuurt men een lampversterker, waarvan de uitgangsstroom-impulsen in het onderste gedeelte van deze figuur zijn aangeduid.

De bloeddruk-indicatorschakeling is getekend in fig. 8.5–3. De eindtrap is omschakelbaar van optische in akoestische indicatie. Door omschakeling wordt nl. een oscillatorschakeling in het audiofrequente gebied verkregen, waarin als zelfinductie de spoel van een koptelefoon wordt gebruikt. Zo worden in plaats van lichtsignalen fluitsignalen in de koptelefoon verkregen.

In fig. 8.5–4 is een andere amplitude-discriminator getekend. De eerste twee transistors vormen een z.g. „long-tailed pair"-versterker (wanneer

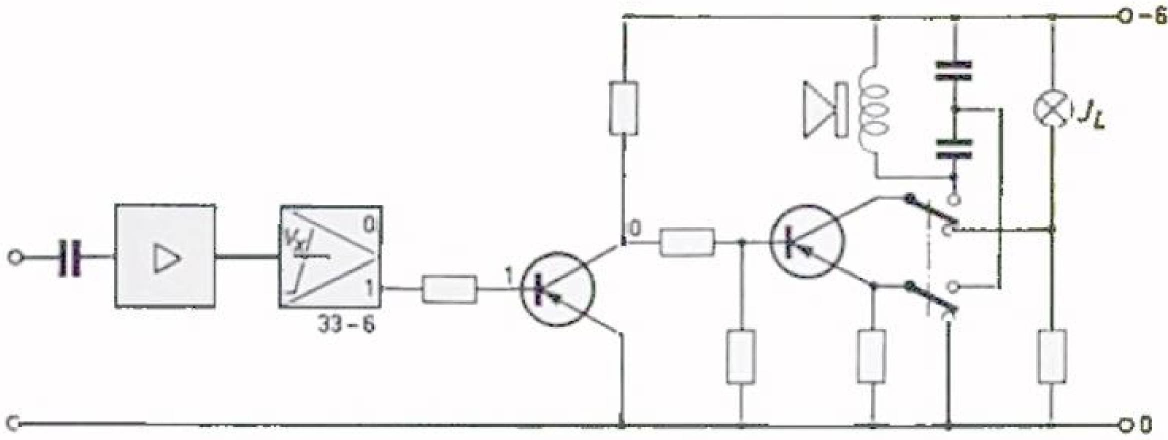


Fig. 8.5-3

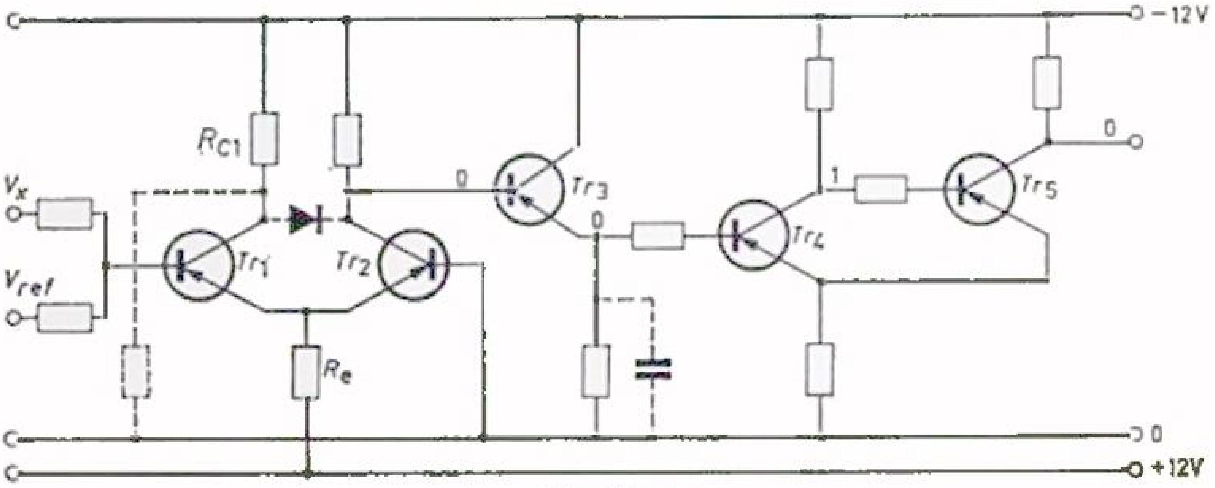


Fig. 8.5-4

$R_E \leqslant R_C$, versterkt de schakeling; indien $R_E > R_C$, is de schakeling alleen een stroomschakeltrap – zie ook hoofdstuk 1).

In fig. 8.5-5 is de collectorspanning als functie van de ingangsspanning van beide transistors getekend. De stippellijn geeft de werking van de trap als stroomschakeltrap ($R_E > R_C$), omdat in dat geval de collectorspanning

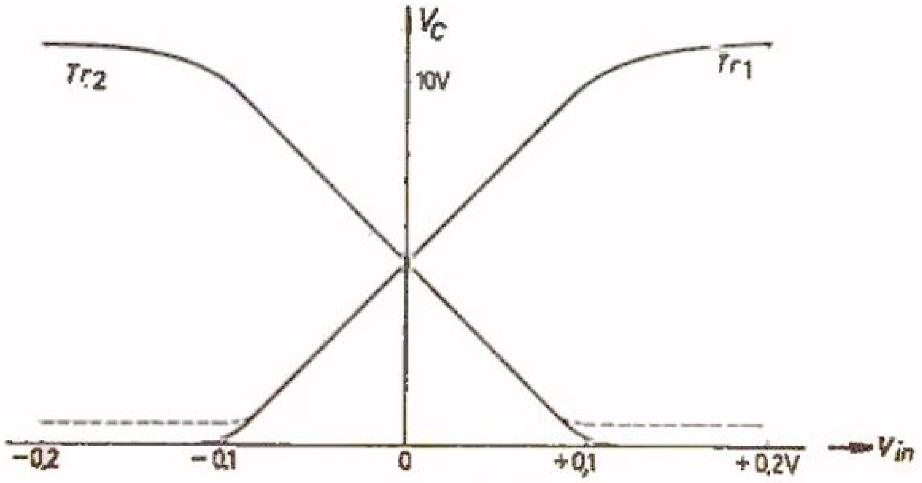


Fig. 8.5-5

nooit nul kan worden. Tussen de Schmitt-trigger (Tr_4 en Tr_5) en de ingangsversterker (Tr_1 en Tr_2) is nog een emissorvolger (Tr_3) geschakeld als stroomversterker; dit omdat de „long-tailed pair"-versterker de Schmitt-trigger niet direct kan besturen.

Op de ingang wordt nu b.v. een positieve referentiespanning aangesloten. Wanneer de te meten spanning (met negatieve polariteit) even groot of groter wordt dan de referentiespanning, dan wordt Tr_1 geleidend, waardoor Tr_2 minder stroom zal gaan voeren. Daardoor krijgt Tr_3 een collectorstroom, zodat Tr_4 een signaal krijgt. De Schmitt-trigger slaat nu om. Het referentiesignaal kan ook op de basis van Tr_2 gelegd worden, b.v. via een potentiometer tussen +12 en −12 V waarvan de loper aan de basis van Tr_2 ligt.

Behalve gelijkspanningen, kan men ook de piekwaarde van een wisselspanning vergelijken met een gelijkspanning als referentie. Daartoe moet parallel met de emissorweerstand van Tr_3 een condensator geschakeld worden om deze piekwaarde beter te kunnen bepalen (de condensator wordt nl. snel via de transistor opgeladen tijdens de piek van de wisselspanning, en langzaam ontladen via de emissor-weerstand indien de wisselspanning niet langer de piekwaarde heeft.

Nu bestaat echter het gevaar dat, door grote oversturing van de ingangsversterker, de condensator zover opgeladen wordt dat, ook al is de wisselspanning niet meer aanwezig, de condensator nog opgeladen is. Om deze oversturing te voorkomen, is op de ingangstrap een diode tussen de collectors geschakeld met een extra weerstand naar aarde (begrenzer). Deze is gestippeld getekend in 8.5–4. Het spanningsverloop aan de collector van Tr_2 als functie van de ingangsspanning is dan zoals in fig. 8.5–6 getekend (het niveau op de collector van Tr_1 is met de extra weerstand op 5 V ingesteld).

Met behulp van de beschreven amplitude-discriminator (oftewel komparator, d.w.z. vergelijkende eenheid), is het mogelijk een lamp-indicator te

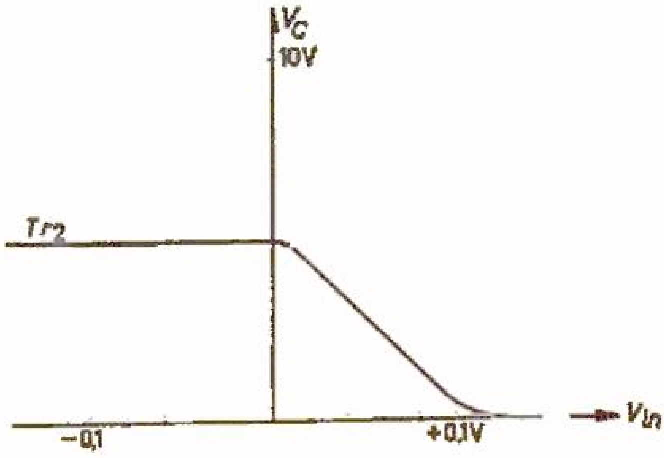


Fig. 8.5–6

besturen. Deze geeft een indicatie (lamp brandt) wanneer de te meten spanning boven de ingestelde waarde komt. Met behulp van twee komparators en twee referentiespanningen, gecombineerd met een drievoudige lamp-indicator, is het mogelijk een indicatie „te laag", „goed" en „te hoog" te geven. Dit soort indicatie wordt veel toegepast in de fabricagesector, waar de absolute waarde op zichzelf niet zo interessant is, maar een snelle indicatie van het produkt t.o.v. de toegestane tolerantiegrenzen belangrijk is.

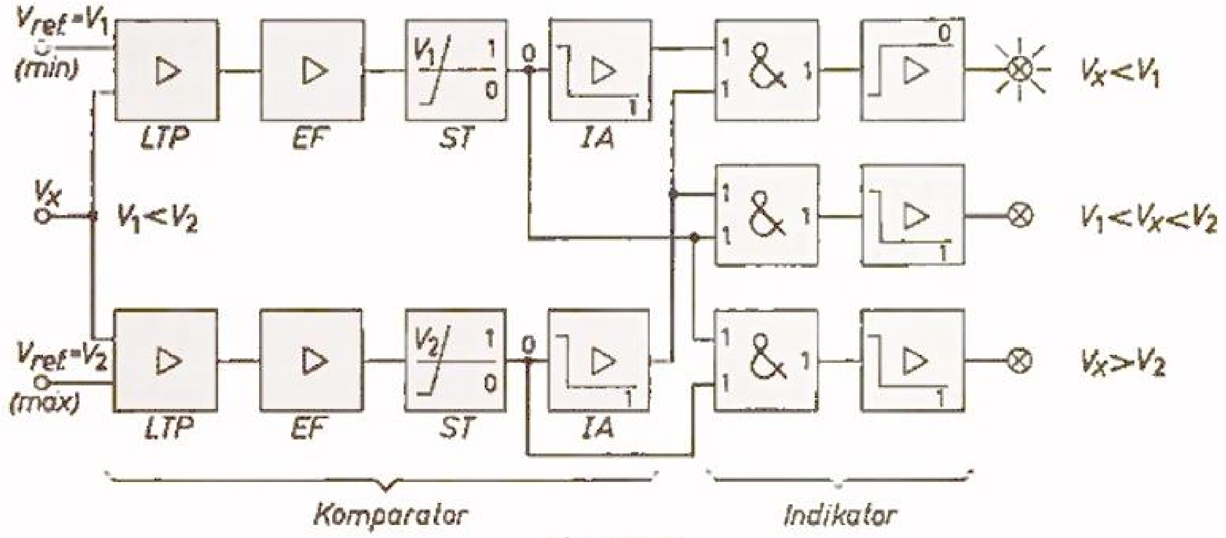


Fig. 8.5-7

In fig. 8.5-7 is deze schakeling in blokschema weergegeven. De komparatorschakeling van fig. 8.5-4 is uitgebreid met een omkeerschakelaar (I.A.), om tegelijkertijd ook de inverse signalen van de Schmitt-trigger ter beschikking te krijgen. De referentiespanning van de bovenste komparator wordt op de als minimum toelaatbare waarde ingesteld, die van de onderste op de maximum waarde. Wanneer de spanning V_x lager is dan de minimum waarde, dan hebben beide komparators een uitgangssignaal 1 na de omkeerschakelaars, zodat de voorwaarde voor de bovenste logische „en" schakeling vervuld is, en de lamp „te laag" gaat branden. Ligt de spanning V_x tussen beide referentiespanningen, dan heeft de Schmitt-trigger van de bovenste comparator en de omkeerschakelaar van de onderste komparator een uitgangssignaal 1, zodat de tweede „en" schakeling een signaal 1 afgeeft en de lamp „goed" gaat branden. Bij de bovenste komparator wordt het uitgangssignaal van de omkeerschakelaar 0, waardoor de lamp „te laag" dooft. Wordt ten slotte de spanning V_x groter dan de maximale referentiespanning, dan geven beide Schmitt-triggers een uitgangssignaal 1 aan de derde „en" schakeling, zodat de lamp „te hoog" gaat branden (de lamp „goed" is nu gedoofd).

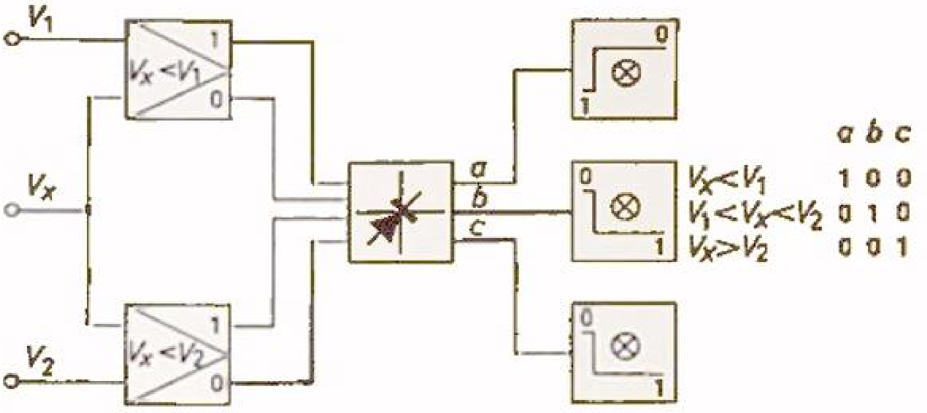


Fig. 8.5–8

In fig. 8.5–8 hebben we het blokschema vereenvoudigd weergegeven. De komparator is nu één blok met twee uitgangen, die elkaars inverse zijn. De drie „en" schakelingen vormen nu één matrix met drie ingangen en drie uitgangen. In foto 45 is een komparatorschakeling, uitgevoerd met gedrukte bedrading, afgebeeld.

8.6 Tijdvertragingen en frequentiedelers werkend met monostabiele vibrators (one shot)

De monostabiele vibrator uit fig. 7.3–6 kan met de positief lopende flanken van impulsen (positieve triggersignalen) getriggerd worden. Schakelen wij drie monostabiele vibrators *A*, *B* en *C* achter elkaar, zoals in fig. 8.6–1 is getekend, dan bestuurt *A* met de achterflank van de uitgaande impuls *B*, en deze weer *C*. Indien de vibrators *A*, *B* en *C* ingesteld zijn op de tijden t_1, t_2 en t_3, dan krijgen wij het in fig. 8.6–2 getekende spanningsverloop met de tijd.

Aan de gemeenschappelijke uitgang *D* verkrijgen wij dan drie positieve triggersignalen afgeleid van het ingangssignaal V_i maar met een tijdvertraging van respectievelijk t_1, $t_1 + t_2$ en $t_1 + t_2 + t_3$.

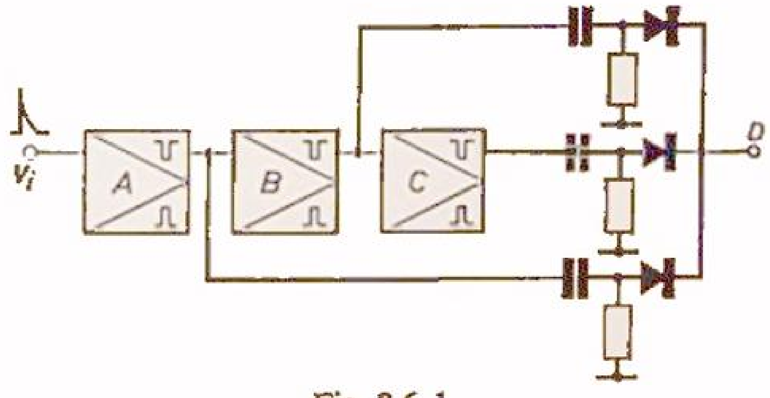


Fig. 8.6–1

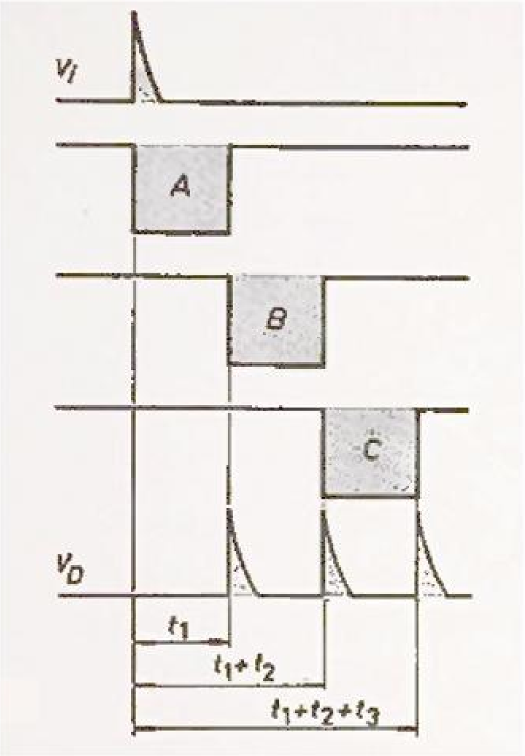


Fig. 8.6-2

Voor een vijfdeler uitgaande van tweedelers moeten wij drie bistabiele vibrators (flip-flop) toepassen. Deze zijn geschikt voor elke willekeurige frequentie (zie hoofdstuk 6). Moet men echter een vaste frequentie delen, dan kan men gebruik maken van één monostabiele vibrator (one shot). Deze methode zullen we aan de hand van een praktisch voorbeeld toelichten.

Het kan voorkomen dat men een spanning nodig heeft van 60 perioden per seconde, die afgeleid is van een netspanning van 50 perioden per seconde. Daartoe bepaalt men de grootste gemene deler van beide frequenties; deze is hier 10. Dit wil zeggen: men moet het 50-perioden-net terugdelen tot een 10-perioden spanning, en de frequentie van deze spanning met een factor zes vermenigvuldigen.

De schakeling is in fig. 8.6–3 in blokschema weergegeven. Met behulp van een impulsvormer (eerste blok) verkrijgt men een spanning afgeleid van de 50 Hz, zoals men ziet in de eerste rij van fig. 8.6–4. De eerste one shot (tweede blok in fig. 8.6–3) met een ingestelde schakeltijd van 0,085 sec slaat na elke triggering de volgende vier van de 50 Hz impulsen over, omdat hij zolang omgeschakeld blijft. Tussen de vierde en de vijfde impuls van de 50 Hz

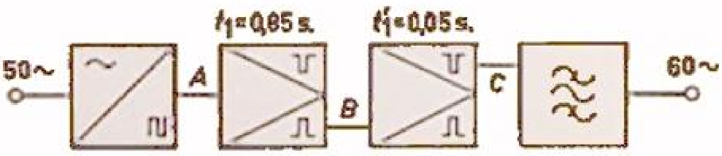


Fig. 8.6–3

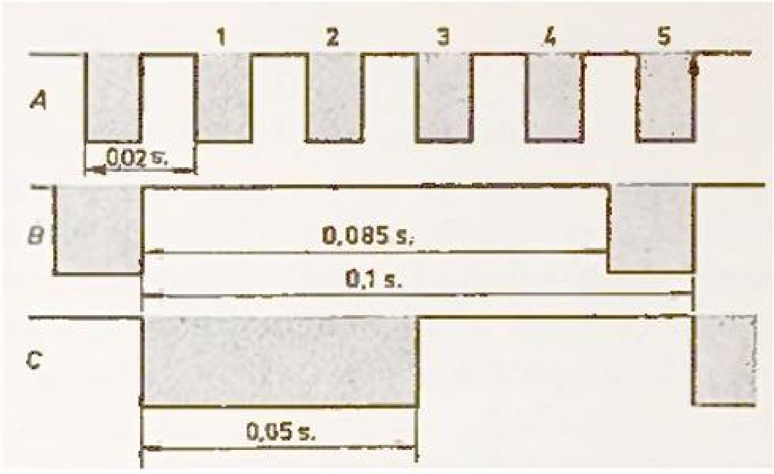


Fig. 8.6–4

blok-ingangsspanning schakelt de one shot terug en wordt weer door de positief lopende achterflank van de vijfde impuls getriggerd; dit is weergegeven in de tweede rij van fig. 8.6–4. We hebben dus nu impulsen gekregen met een herhalingsfrequentie van 10 Hz, die echter nog sterk asymmetrisch zijn. Wil men deze impulsen symmetrisch maken, dan is dit mogelijk met behulp van een tweede one shot vibrator, waarvan de schakeltijd op 0.05 sec is ingesteld (zie de derde rij in fig. 8.6–4).

Achter deze symmetrische spanning van 10 Hz kan men nu een filter schakelen dat is afgestemd op 60 perioden, en alleen de zesde harmonische van de in de blokspanning van 10 Hz aanwezige harmonischen doorlaat.

Opmerking:

Deze schakeling kan dus alleen worden toegepast als de frequentie van het ingaande signaal constant is. Er bestaan echter altijd schommelingen om de gewenste frequentie. Bij symmetrische schommelingen naar weerskanten moet het terugslagmoment van de eerste one shot midden in de vijfde periode van het ingaande signaal vallen (dus niet zoals getekend bij 0,085 sec, maar bij 0,09 sec).

Schakelingen voor hogere deelgetallen worden door twee factoren begrensd; nl. door de stabiliteit van de te delen frequentie en door de stabiliteit van de looptijd van de monostabiele vibrator. Als richtlijn kan men aannemen dat de variaties in het terugslagmoment van de eerste one shot vibrator samen met een momentele frequentieverandering in de ongunstigste richting van het ingangssignaal in het uiterste geval tot gevolg mogen hebben dat het terugslagmoment òf tot het begin òf tot het einde van de vijfde periode is verschoven. Dus moet de som van alle afwijkingen van de constant aangenomen tijden kleiner zijn dan de halve periodeduur van de te delen frequentie (voor symmetrische afwijkingen).

8.7 De synchrone schakelaar

De inschakelverschijnselen in de netstroom bij b.v. het aansluiten van een stroomverbruikend apparaat op de netspanning zijn afhankelijk van de momentele waarde van de netwisselspanning op het ogenblik van inschakelen. Om deze inschakelverschijnselen te kunnen onderzoeken moet dit moment van inschakelen dus instelbaar en reproduceerbaar zijn. Het moment van inschakelen moet daarom worden afgeleid van de momentele waarde van de netspanning.

De schakeling om dit doel te bereiken is getekend in fig. 8.7–1. Het eerste blok is een impulsvormer; het tweede blok een instelbare monostabiele vibrator (one shot). Met het derde blok is een differentiator bedoeld om triggersignalen te verkrijgen voor verdere besturing.

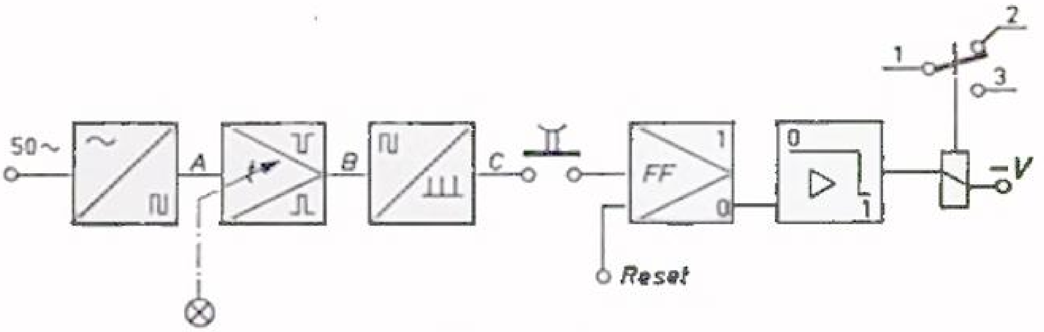


Fig. 8.7–1

In fig. 8.7–2 is de spanningsvorm achter de verschillende blokken gecorreleerd met de netspanning. Boven in de figuur is de netspanning als functie van de tijd aangeduid. Hieronder de uitgangsspanning van de impulsvormer (A); vervolgens de uitgangsspanning van de monostabiele vibrator met een tijdsduur $t_{(B)}$ van de uitgangsimpuls. In C ziet men de van de one shot uitgangsspanning afgeleide triggersignalen, met een tijdsvertraging t t.o.v. de nuldoorgang van de netspanning. Deze triggersignalen treden dus op bij een momentele waarde V_α van de netspanning. Bij een andere (grotere) tijdsinstelling (t') van de monostabiele vibrator treden triggersignalen op bij elke waarde V_β van de netspanning. Wanneer de monostabiele vibrator een absoluut regelbereik heeft van 20 msec, kunnen dus voor elke positieve of negatieve momentele waarde van de netspanning triggersignalen verkregen worden.

Bij het indrukken van de drukknop in fig. 8.7–1 wordt de bistabiele schakeling bij de eerstkomende triggerimpuls omgeschakeld, waardoor via de uitgangsversterker het relais bekrachtigd wordt. Het relais is een mechanische schakelaar met een zekere inschakeltijd (10—30 msec). In het ideale

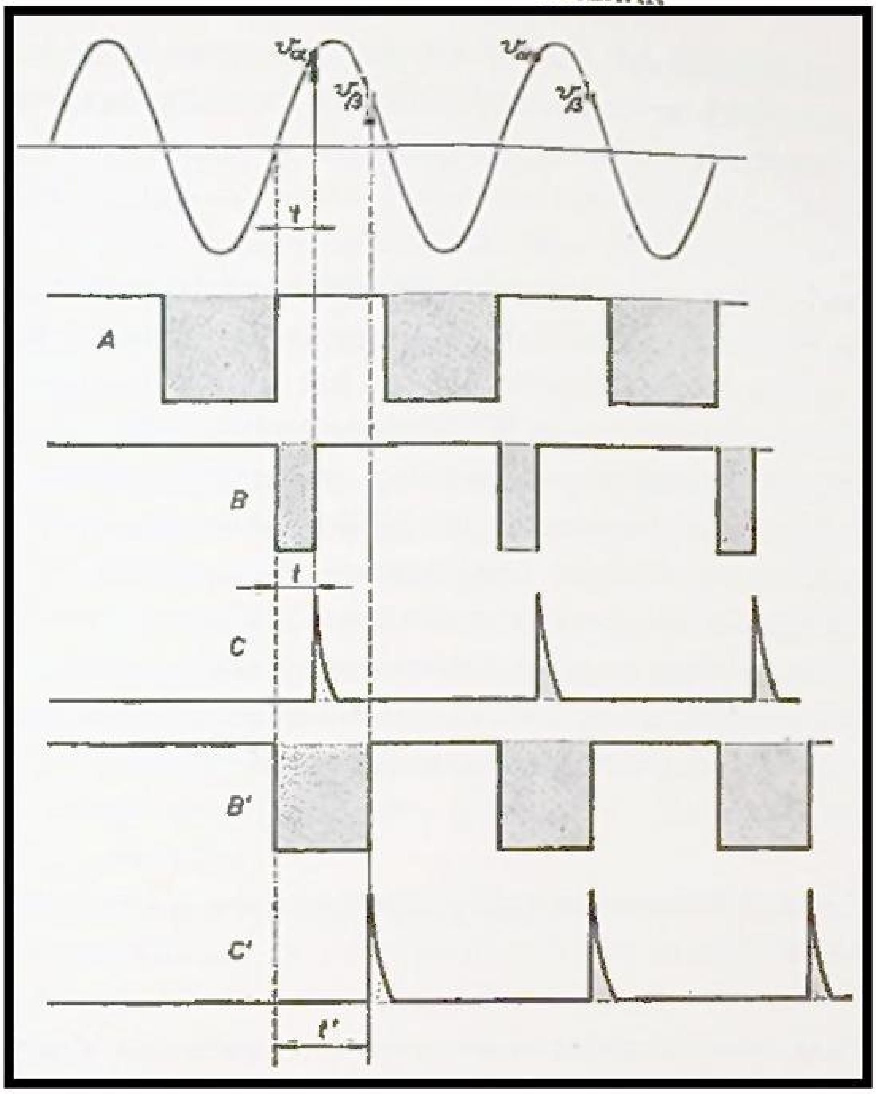


Fig. 8.7–2

geval is deze inschakeltijd $t_r = 20$ msec, d.w.z. dat precies één periode na de eerste binnenkomende triggerimpuls de contacten van het relais zijn gesloten (zie fig. 8.7–3). Via deze contacten wordt het te meten apparaat op

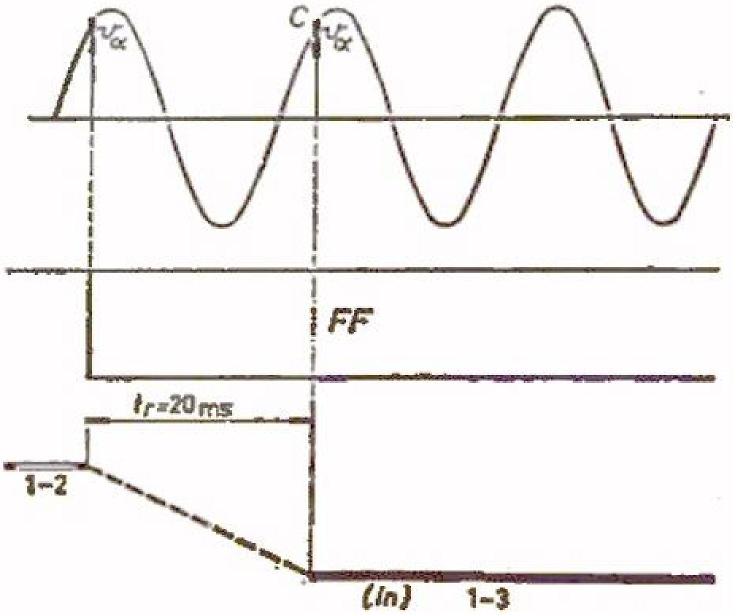


Fig. 8.7–3

de netspanning geschakeld, en wel als de momentele waarde van de netspanning de ingestelde gewenste waarde heeft. De nu optredende netstroom kan via een registratie-apparaat geregistreerd worden.

Opmerking:
Indien het mechanische relais geen inschakeltijd van 20 msec heeft, moet dit in rekening gebracht worden bij de tijdijking van de monostabiele vibrator. Belangrijk is alleen dat de inschakeltijd van het relais constant blijft, hetgeen tegenwoordig geen strenge eis is. Bij het bepalen van de net-inschakelstroom als functie van de momentele netspanning op het moment van inschakelen, kan men tot de ontdekking komen dat bij bepaalde momentele waarden de optredende netinschakelstroom ontoelaatbaar hoog wordt.

In dat geval kan men de momentele netspanning bepalen waarvoor de inschakelstroom zo klein mogelijk (en toelaatbaar) is, en vervolgens de aldus ingestelde meetapparatuur bij het betreffende apparaat inbouwen. De meetapparatuur wordt dan gebruiksapparatuur ter beveiliging.

8.8 Controle-apparatuur voor vaste, of volgens een programma wisselende doorverbindingen

Bij montage in grotere series treden soms uitgebreide doorverbindingspatronen (draadbomen en prints) op, al dan niet gecombineerd met schakelaars die een overgangsweerstand hebben. Het is bijzonder belangrijk vóór de montage te weten of deze doorverbindingspatronen en schakelaars fouten bevatten. Aan de hand van een praktisch voorbeeld, nl. de controle van een schuifschakelaar die opgebouwd is volgens, en gebruikt is voor, gedrukte bedrading, zal een dergelijk controle-apparaat worden beschreven.

In fig. 8.8–1 is het principeschema van de schakelaar geschetst. Tussen

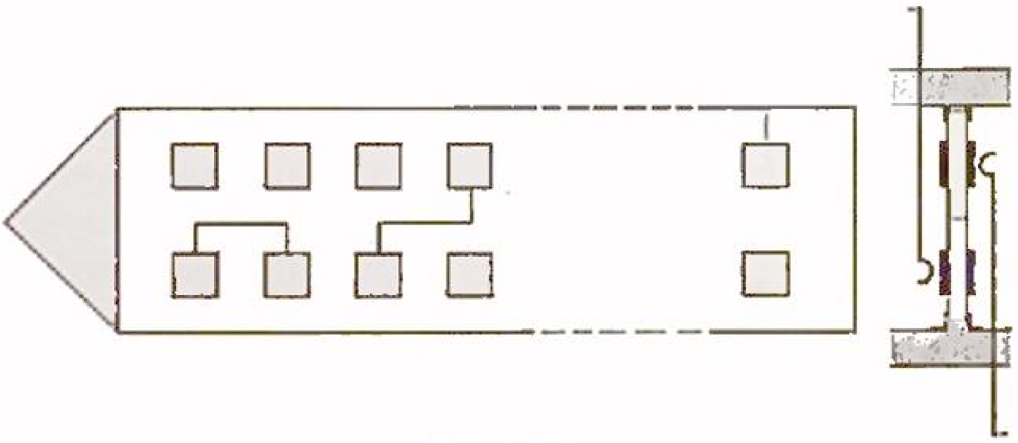


Fig. 8.8–1

twee rijen contactveren wordt een van gedrukte bedrading voorziene loper in verschillende posities (vijf standen) heen en weer geschoven. Het aantal contactveren is maximaal 2 × 35, en het aantal in gedrukte bedrading uitgevoerde contactvlakken op de loper bedraagt ten hoogste 4 × 35 (aan weerszijden). Tussen de contactvlakken zijn willekeurige in gedrukte bedrading uitgevoerde verbindingen (ook van de ene zijde, over één zijkant heen, naar de andere zijde) mogelijk, en die verbindingen liggen per type schakelaar vast.

Ook zijn kortere schakelaars mogelijk b.v. met 2 × 5 veren. Het controle-apparaat voor deze schakelaars moet direct geschikt zijn voor elk type bedrading op de loper en voor elke schakelaarlengte. Het maximum aantal variaties dat met deze schakelaar mogelijk is, is honderduizend; praktisch te verwachten zijn enkele duizenden voor de komende jaren. Aangezien vooruit niet te voorspellen is welke van het totaal mogelijk aantal dit zullen zijn, moet het controle-apparaat direct het maximum aantal variaties kunnen opvangen. Het is duidelijk dat het bekende z.g. „doorbelapparaat" voor zulk een universele toepassing niet geschikt is. Daarom moeten andere wegen ingeslagen worden.

Wij gaan daartoe uit van de vergelijkingsmethode; d.w.z. wij vergelijken alle te meten schakelaars van één type met een vooraf uitgezochte goede schakelaar (standaard). Per schakelstand worden de schakelaars vergeleken, zodat de door te meten schakelaar en de standaard gelijktijdig van schakelstand verspringen.

Hoe vergelijken wij nu deze schakelaars? Er zijn 70 contactveren (en dus aansluitingen) mogelijk, genummerd 1 . . . . 70, bij de standaard, en evenzo bij de te meten schakelaar 1′ . . . . 70′. Schakelen wij nu tegelijkertijd op 1 en 1′ een spanning (signaal één), dan moeten wij van alle andere resterende contacten 2 . . . . 70 en 2′ . . . . 70′ controleren of deze ook signaal voeren of niet. Heeft in de eerste schakelstand veer 1 geen doorverbinding met andere veren (via de loper), dan mogen de resterende contacten 2 . . . . 70 geen signaal voeren. Was veer 1 echter verbonden met b.v. de veren 2 en 5, en dus ook 1′ met 2′ en 5′ verbonden zou moeten zijn, dan zouden 2 en 5 wel signaal voeren en moesten 2′ en 5′ dat ook doen. In dit voorbeeld moeten dus veer 2 en veer 2′ beide signaal voeren, en bovendien moeten die signalen even groot zijn; dit geldt dus ook voor de veren 5 en 5′. Tussen 3 en 3′, 7 en 7′, enz., moeten er ook gelijke signalen zijn, nl. signalen 0 omdat er geen doorverbinding is.

Wanneer er ergens een fout is, zullen ongelijke signalen optreden tussen de veren x en x'. Dit kan worden veroorzaakt door een onderbreking of een sluiting in de printsporen.

Indien aan de hierboven beschreven voorwaarden van de meting (gelijke signalen tussen de overeenkomstig genummerde veren) is voldaan, dan wordt de meting herhaald, echter met ingangssignaal op de veren 2 en 2'. Verloopt ook deze meting gunstig, dan wordt het ingangssignaal op de veren 3 en 3' enz. gezet, tot ten slotte 70 en 70' bereikt en gemeten is. Per contactveer moeten 69 vergelijkingsmetingen gedaan worden; dat zijn dus in totaal 70 × 69 vergelijkingsmetingen bij één schakelstand. Voor b.v. vijf schakelstanden wordt het totale aantal metingen 5 × 70 × 69 = 24.150 per schakelaar! Het zal duidelijk zijn dat dit niet mogelijk is met analoge meetmethoden (voltmeter).

De meting is echter wel snel en betrouwbaar uit te voeren met behulp van de digitale meettechniek.

In hoofdstuk 4 is de „gelijk"- „niet gelijk"-komparator beschreven. Om de signalen tussen de overeenkomstige contactveren te vergelijken, kan men gebruik maken van de schakeling uit fig. 4.8–15. Het ingangssignaal moet nu nog 70 keer omgeschakeld worden naar de overeenkomstige contactveren. Dit is te verwezenlijken met behulp van een ringteller die bestaat uit 70 bistabiele vibrators van het schuifregistertype. In deze ringteller voert slechts één bistabiele vibrator een uitgangssignaal 1, de resterende uitgangssignalen zijn 0.

Het uitgangssignaal 1 wordt in de ringteller doorgeschoven met een snelheid die afhankelijk is van de frequentie van het bestuursignaal op de schuiflijn. Is deze frequentie b.v. 100 Hz, dan stapt iedere 10 msec het uitgangssignaal van de ringteller één bistabiele vibrator, en dus een stel contactveren verder. Deze 10 msec wordt dan de beschikbare meettijd voor 70 vergelijkingsmetingen. De ringteller zal na 70 × 10 msec zijn eindstand bereiken; 0,7 sec is dus de meettijd per schakelstand. Bij vijf schakelstanden kan dus de meting in 5 × 0,7 = 3,5 sec verricht zijn.

In fig. 8.8–2 is het blokschema van de beschreven schakeling gegeven. In dit schema heeft de ringteller juist het uitgangssignaal op de contactveer 66 geschakeld. Het signaal bereikt de contactveren 66 en 66' via twee diodes. Deze diodes geven het signaal door voor het van de ringteller afkomstige signaal. Is nu b.v. in de schakelaar een doorverbinding op de loper aanwezig, zodat 69 en 69' verbonden zijn met resp. 66 en 66', dan zullen deze ook signaal voeren. Om nu het signaal niet op de 0-uitgangen van de bistabiele vibrators van de ringteller die behoort bij de contactveren 69 en 69', kort te sluiten, zijn deze diodes daar als ontkoppelelementen aangebracht. Dit ware nog met één diode mogelijk geweest; echter, indien in de doorverbinding van de loper 66' — 69' een onderbreking optreedt, moeten de contact-

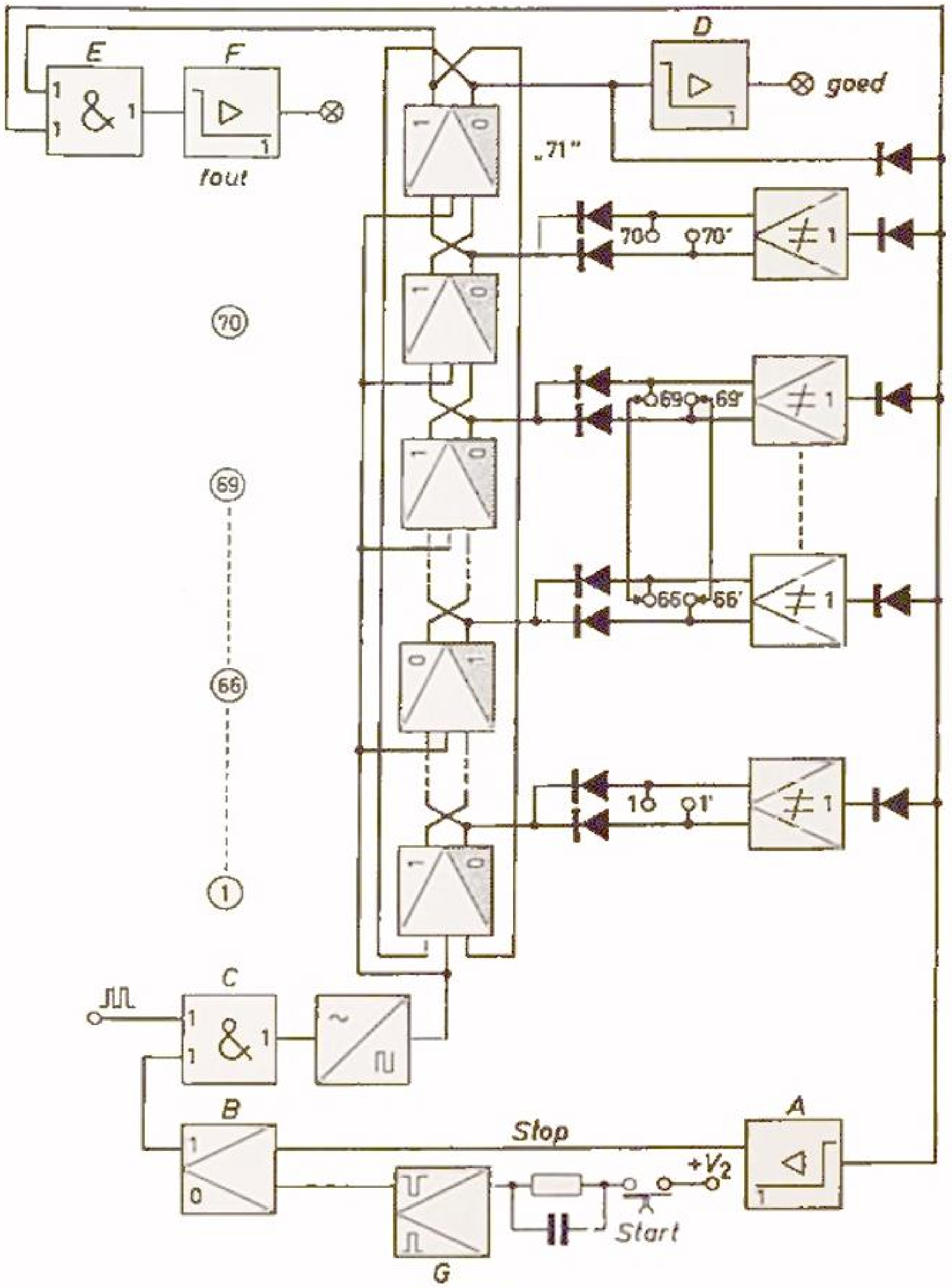


Fig. 8.8-2

veren 69 en 69′ ontkoppeld kunnen zijn via een diode, om een verschil in signaal voor de komparator te kunnen voeren.

Deze twee diodes per contactverenstel hebben drie functies: als koppelelement bij een ingangssignaal op de betreffende veren, als ontkoppelelement naar de signaal 0 voerende bistabiele vibrators van de ringteller, en als ontkoppelelement tussen de overeenkomstige veren (in geval van „fout" noodzakelijk). Voor de vergelijkingsmeting wordt gebruik gemaakt van 70 komparatoren; de ingangen worden op de overeenkomstige contactveren

geschakeld. Alle uitgangen zijn parallel geschakeld met behulp van diodes. De diodes koppelen het signaal 1 van de „fout"-indicerende komparator naar de gemeenschappelijke foutlijn, en ontkoppelen dan de overige komparators. Bij het optreden van een fout slaat de omkeerschakelaar *A* om, en triggert de bistabiele schakeling *B*. Het uitgangssignaal aan de bistabiele schakeling wordt nu nul, zodat de tweede ingang van de „en" schakeling *C* ook nul wordt. De stuursignalen van 100 Hz worden nu in *C* geblokkeerd, zodat de tingteller stopt op de stand waar de fout werd gemeten.

In de ringteller zijn echter geen 70 maar 71 bistabiele vibrators gebouwd. Wanneer geen fout optreedt, wordt de 71ste vibrator bereikt door het signaal 1 in de ringteller. Deze vibrator geeft dan een stopsignaal op de foutlijn. Tegelijkertijd gaat via een lampversterker *D* een groene lamp branden, ten teken dat de meting beëindigd is en goed was. Indien tussentijds een foutsignaal optreedt, geeft de logische „en" schakeling *E* een signaal 1 door aan de lampversterker *F*, zodat de rode „fout"-lamp gaat branden. Om vanaf een foutstand de eindstand weer te bereiken, of om vanuit de eindstand een nieuwe meting te starten, moet de bistabiele vibrator *B* weer terugschakelen. Dit kan gebeuren met een monostabiele vibrator *G* die na het drukken op de startknop de vibrator *B* „reset".

De ringteller, als hier gebruikt, moet enigszins anders in de beginstand gebracht worden dan vroeger werd aangeduid. In fig. 8.8–3 ziet men dat bij „reset" de eerste vibrator op uitgangssignaal 1, en alle andere op uitgangssignaal 0 teruggesteld worden (dit behoeft dus alleen te gebeuren na het inschakelen van de voedingsspanning van het apparaat, om zeker te zijn dat slechts één signaal 1 rondloopt in de ringteller).

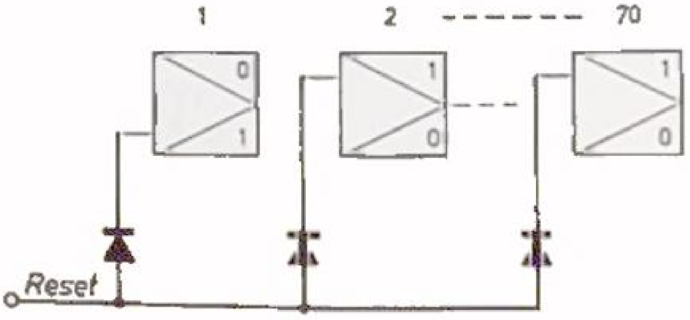


Fig. 8.8–3

Wil men tevens nog een indicatie hebben bij welke contactveren in de schakelaar een fout optreedt, dan moet achter elke komparator een lampversterker met een lamp geschakeld worden (dus 70 lampversterkers met 70 lampen), zoals in fig. 8.8–4 getekend. Dit wordt een groot tableau, hetgeen weinig overzichtelijk is. Uitgaande van een twee-decadenteller (0 — 99) met cijferindicator, is het mogelijk direct op de teller af te lezen welke contact-

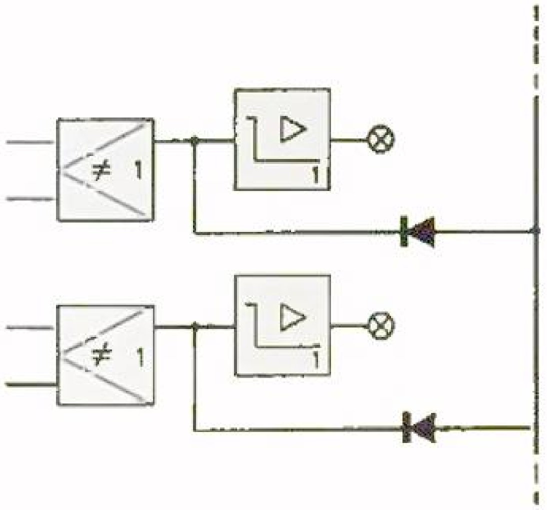


Fig. 8.8–4

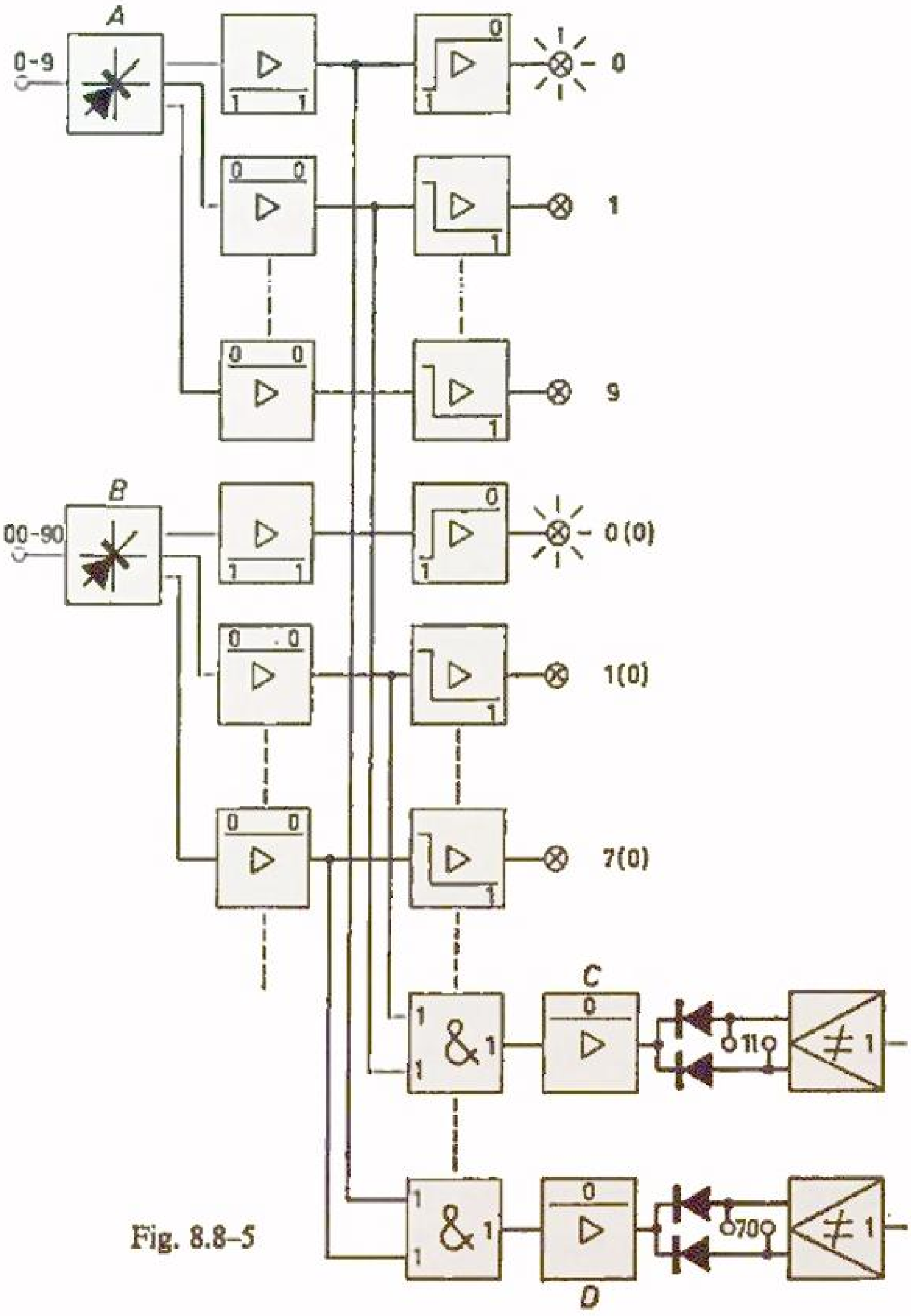


Fig. 8.8–5

veren fout zijn. Als indicator hebben wij een cijferindicator met projectiemethode gekozen (zie fig. 6.3–6). Richtlijnen voor het aflezen van „foute" contactveren zijn opgenomen in fig. 8.8–5.

De twee decodeer-matrixen *A* en *B* zijn aangesloten aan de bijbehorende tel-decaden, terwijl thans in plaats van de ringteller met zijn 70 (71) bistabiele vibrators 70 emissorvolgers komen (zoals *C* en *D* in fig. 8.8–5 de plaatsen 11 en 70 voorstellen). Verder wordt de start-stop schakeling opgebouwd zoals aangegeven is in fig. 8.8–2. De indicatorlampen „fout" en „goed" kunnen dan achterwege blijven.

8.9 Digitale tijdschakelaar met analoge teller

Zoals reeds beschreven (zie par. 7.4), is het mogelijk om met behulp van digitale tellers een tijdschakelaar voor lange tijden te bouwen. Volgens analoge methoden gebouwde tijdschakelaars voor lange tijden zijn niet betrouwbaar, maar wel goedkoop (condensator-oplading). Echter is ook een tussenoplossing als in fig. 8.9–1 getekend mogelijk. De bistabiele vibrator *E* wordt met een startsignaal omgeschakeld, waardoor *E* een uitgangssignaal 1 voert.

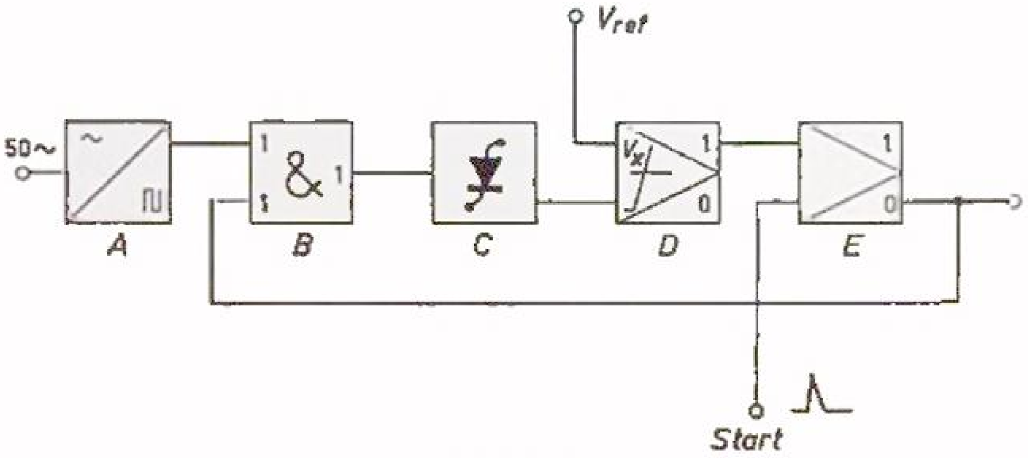


Fig. 8.9–1

De „en" schakeling *B* laat nu de impulsen van de impulsvormer *A* doorlopen naar de integrator *C*. De impulsen worden b.v. van de netfrequentie (50 Hz) afgeleid. De integratorschakeling *C* is beschreven in § 9.2 van het aanhangsel (fig. 9.2–5). De integrator levert een met de tijd stapsgewijs lineair toenemende uitgangsspanning. Na een aantal impulsen *x*, bereikt deze uitgangsspanning een waarde V_x. Wanneer nu V_x gelijk wordt aan of groter dan de referentiespanning V_{ref} in komparator *D*, schakelt de kompara-

tor om en schakelt de bistabiele vibrator *E* terug, waardoor de ingangssignalen naar de integrator worden geblokkeerd. De tijd gedurende welke *E* een uitgangssignaal 1 voert is dus instelbaar met V_{ref} aan de komparator. De integrator *C* heeft dus hier dezelfde functie als een goedkope „analoge" teller.

HOOFDSTUK 9

AANHANGSEL

9.1 Gegevens van halfgeleiders

Het is ondoenlijk alle gegevens over halfgeleiders hier te verzamelen; daarom maakten wij een keuze die aansluit bij de in dit boek behandelde stof. Voor meer uitgebreide gegevens raadplege men de specificaties van de betreffende fabrikanten.

Tabel 9.1–1 is een uittreksel in vergelijkende vorm van de belangrijkste gegevens van enkele Philips transistors. In de laatste kolom vindt men voor

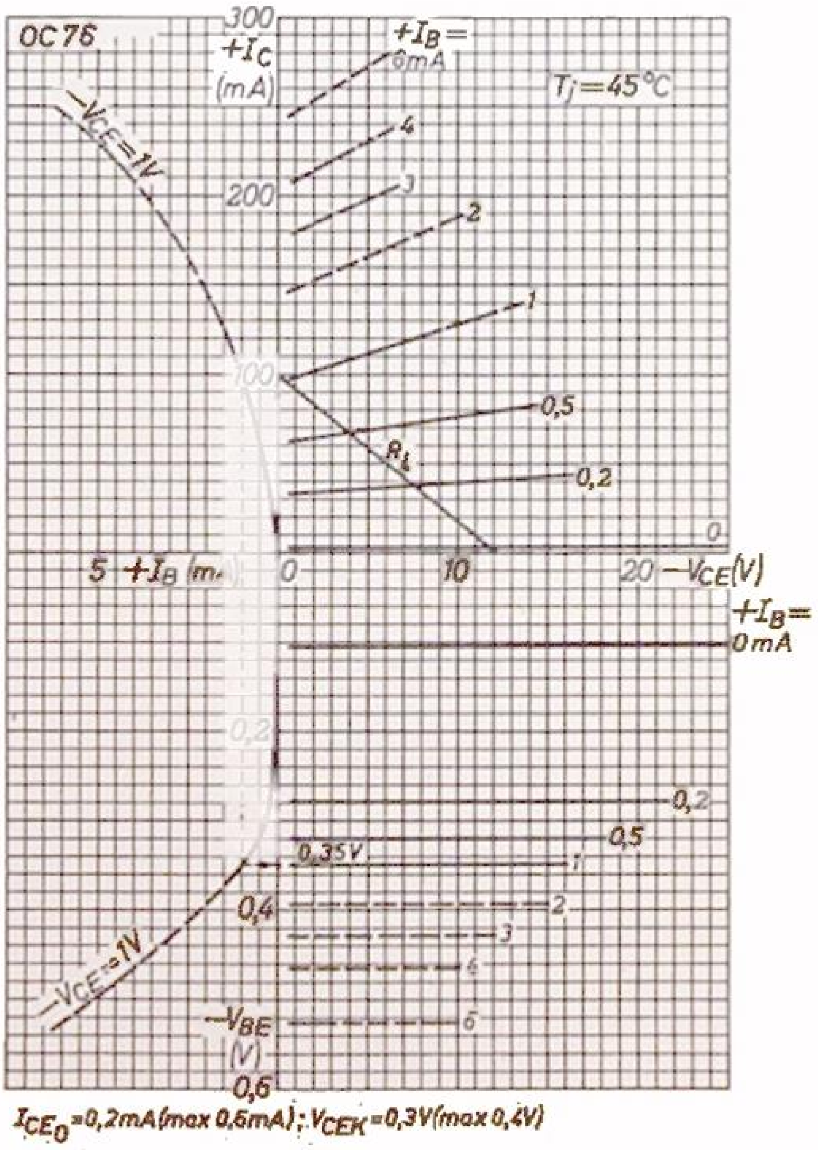


Fig. 9.1–2

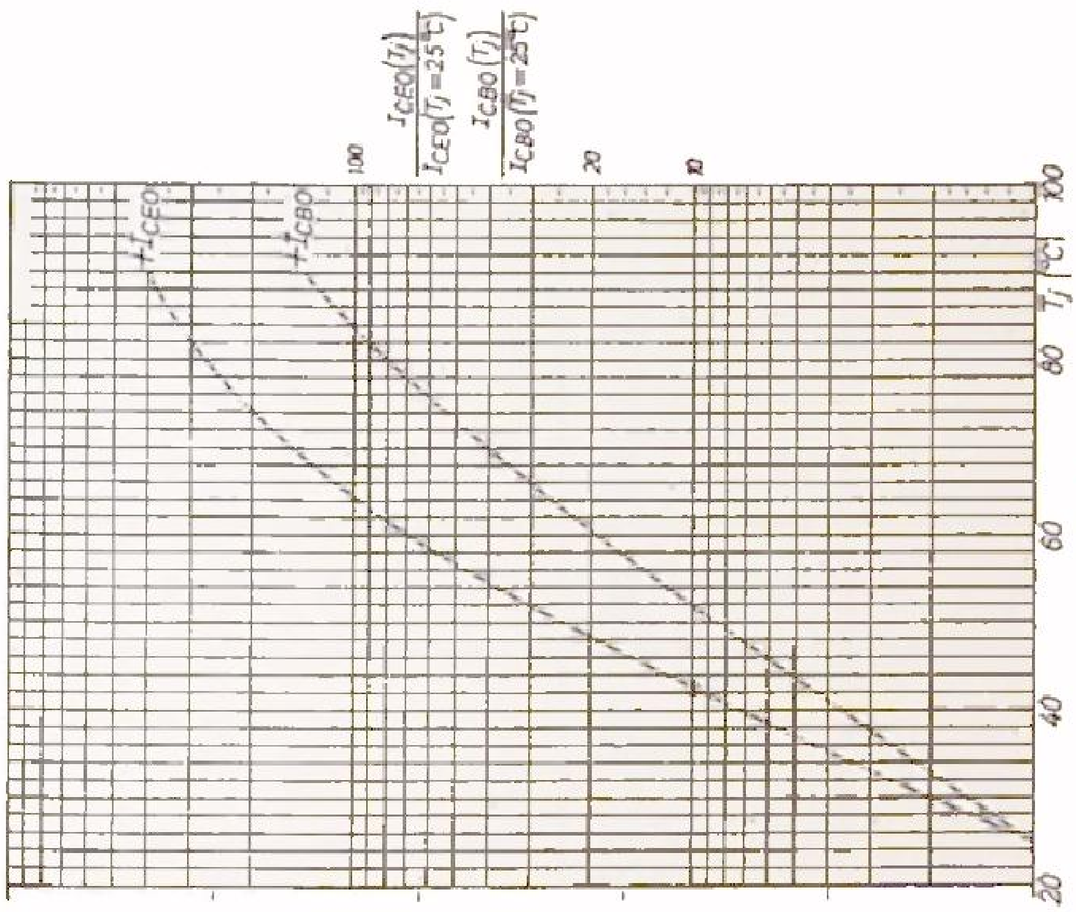


Fig. 9.1-4

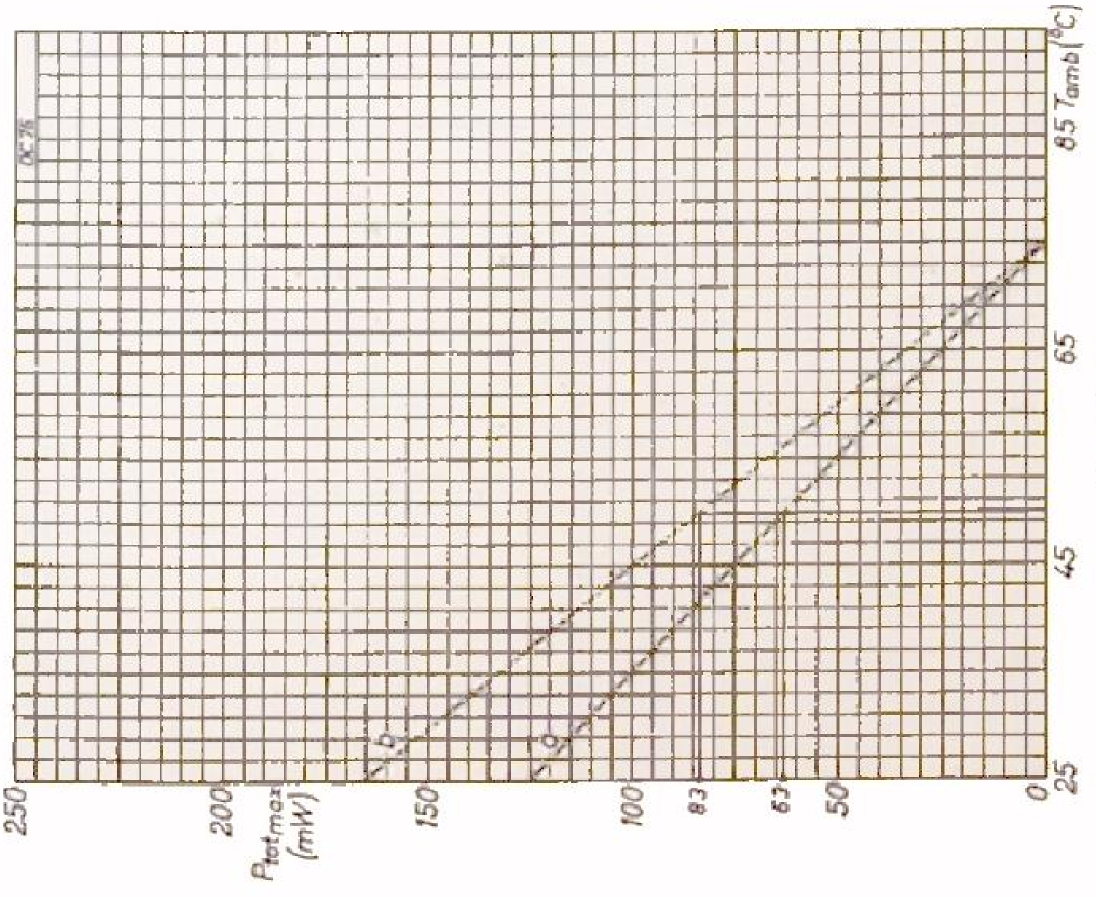


Fig. 9.1-3

TABEL 9.1-1

	V_{CE} volt	I_C mA	$-V_{EBM}$ volt	25 °C P_C mW	α_{FE} min. max.	$f_{\alpha b}$ MHz	$f_{\alpha c}$ kHz
OC 44	15	10	12	83	45 – 225 (100)	7,5 – 30 (15)	
OC 45	15	10	12	83	25 – 125 (50)	3 – 12 (6)	
OC 70	30	10 (50)		125	20 – 40 (30)	0,45	15
OC 71	30	10 (50)		125	30 – 75 (47)	0,5	10
OC 75	30	10 (50)		125	65 – 130 (90)	0,75	8
OC 76	32	125 (250)	10	165	30 – 100 (45)	0,9	8
OC 77	60	125 (250)	10	165	30 – 200 (52)	0,9	
OC 80	32	300 (600)	20	550	85 – 180	2,0	
ASZ 11	20	125	20	83	20 – 80	3	
ASZ 12 (OC 47)	20	125	20	83	50 – 200	5,5	
npn OC 139	20	250	20	140	20 – 80	3,5	
npn OC 140	20	400	20	140	50 – 150	4,5	
npn OC 141	20	400	20	140	100 – 300	3,5	
ASZ 15 (OC 28)	60 – 80	6000	40	13000	20 – 55	0,25	
ASZ 16 (OC 29)	32 – 60	6000	20	13000	45 – 130	0,25	
ASZ 17	32 – 60	6000	20	13000	25 – 75	0,25	
ASZ 18	32 – 80	6000	40	13000	13 – 110	0,25	

TABEL 9.1-1

K °C/mW	I_{CEO} µA	I_{CBO} µA	V_{CEK} volt	(60 °C) I_{CBO} µA	Schakelgegevens		
< 0,6	25 – 75	0,5 – 10					
< 0,6	12 – 40	0,5 – 10					
< 0,4	110 – 225	5 – 12	0,2 – 0,25				
< 0,4	150 – 325	4,5 – 12	0,2 – 0,25				
< 0,4	350 – 550	4,5 – 12	0,25 – 0,4				
< 0,4	200 – 600	4,5 – 10	0,3 – 0,4		$I_c \doteq$ 7,5–15µA		$V_{BE} \geqslant +0,5$ V
< 0,4	200 – 600	4,5 – 10	0,4		15–30µA		
< 0,4		15	0,4 – 0,9	330	10–20µA		
0,6		3		35	7,5	0,38	–0,35
0,6		3		35	7,5	0,15	–0,3
0,5		0,8		35	7,5 mA	0,38 mA	+0,3 V
0,5		0,8		35	7,5	–0,15	+0,25
		0,8		35	7,5	–0,075	+0,25
					I_C	$+I_B$	$+V_{BE}$
K_G(°C/W)					I_C	$+I_{B1}$	$-I_{B2}$
0,5 – (1,5)		100			1A	70mA	17,5 mA
0,5 – (1,5)		100			1	35	8,5
0,5 – (1,5)		100			1	35	13,5
0,5 – (1,5)		100			1	50	12,5

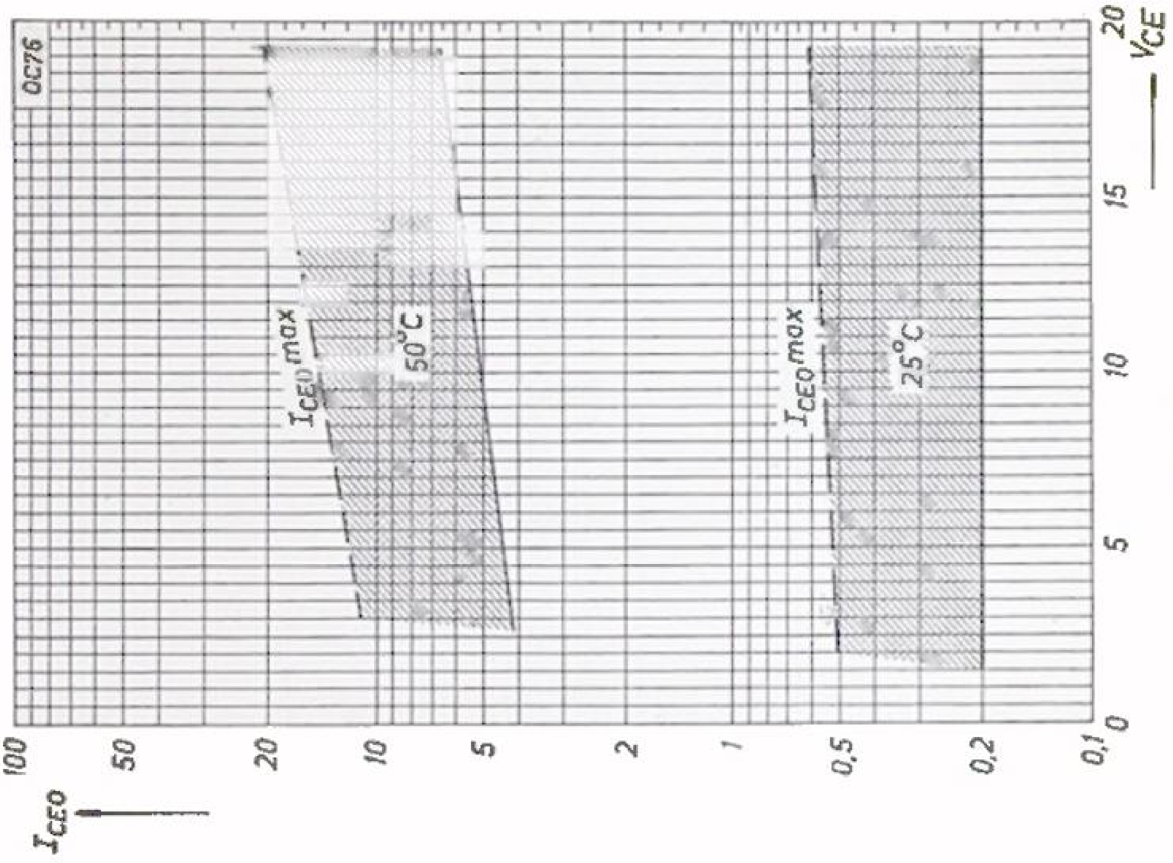


Abb. 9.1-6

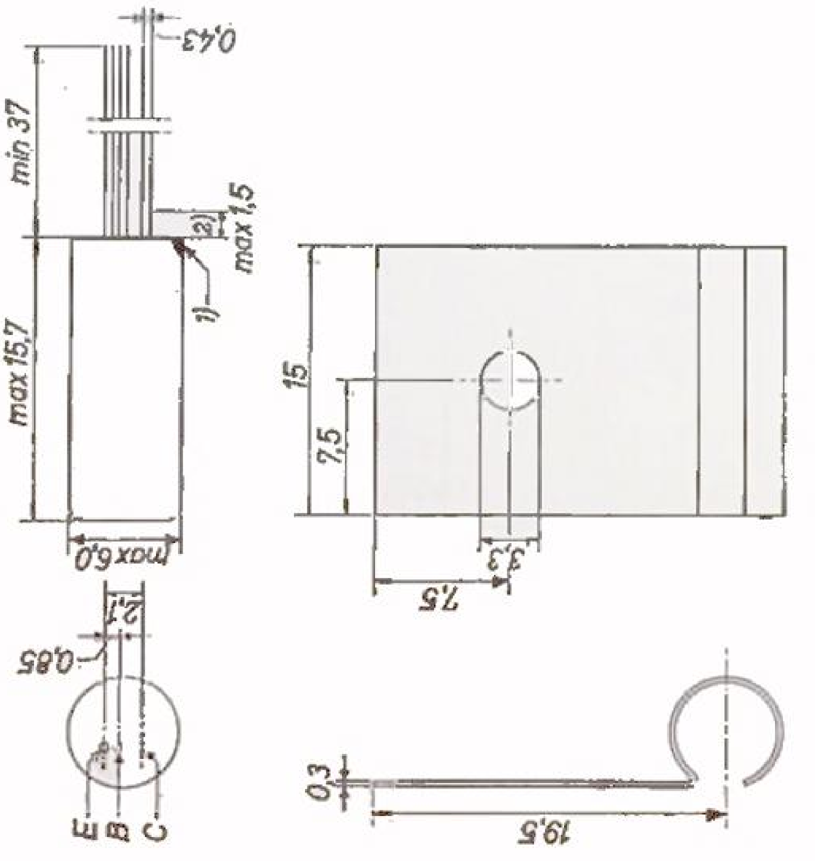


Abb. 9.1-5

praktische schakelingen minimum waarden van I_B voor bepaalde gegeven waarden van I_C (collectordissipatie bij 25 °C).

In fig. 9.1–2 zijn de karakteristieken van de schakeltransistor OC76 gegeven, met in fig. 9.1–3 de toelaatbare collectordissipatie met en zonder koelplaatje (vergelijk de dissipaties met de waarden in tabel 9.1–1). Voor verschillende transistors kan de lezer zelf grafieken als in fig. 9.1–3 construeren.

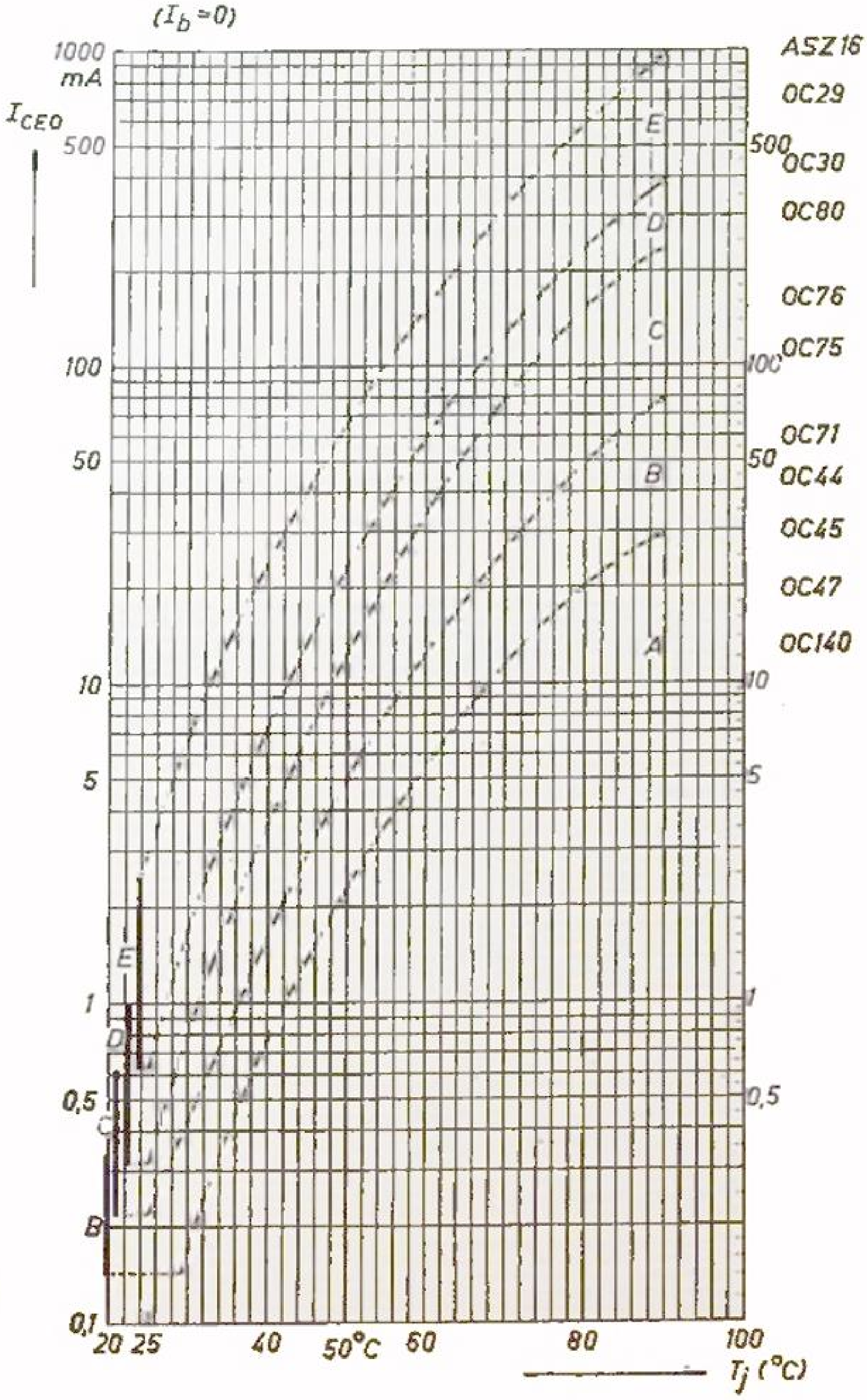


Fig. 9.1–7

Fig. 9.1–4 geeft de temperatuur afhankelijk van de lekstromen I_{CEO} en I_{CBO} voor OC 76.

In fig. 9.1–5 ziet men een maatschets van een voorgeschreven koelplaat voor de transistors OC 76 — OC 77 en OC 80.

In fig. 9.1–6 zijn de waarden van I_{CEO} met hun spreidingen vermeld voor 25 °C en 50 °C voor de transistor OC 76.

In fig. 9.1–7 is een overzicht gegeven van de waarden van I_{CEO} bij verschillende junction-temperaturen voor de meest voorkomende schakeltransistors. Oriënterend aangeduid zijn de groepen *A*, *B*, *C*, *D* en *E* voor respectievelijk

A — h.f. schakeltransistors,
B — normale l.f. transistors,
C — transistors voor klein vermogen,
D — transistors voor middelgroot vermogen,
E — transistors voor grotere vermogens.

Het overzicht is bedoeld voor snelle oriëntatie en niet voor berekening.

In fig. 9.1–8 vindt men voor de OC 76 de maximale collectorspanningen bij verschillende temperaturen (z.g. „derating"), voor twee waarden van V_{BE}. Vooral bij opgegeven hoge maximale waarden van V_{CE} is het belangrijk deze begrenzingen zorgvuldig te bestuderen.

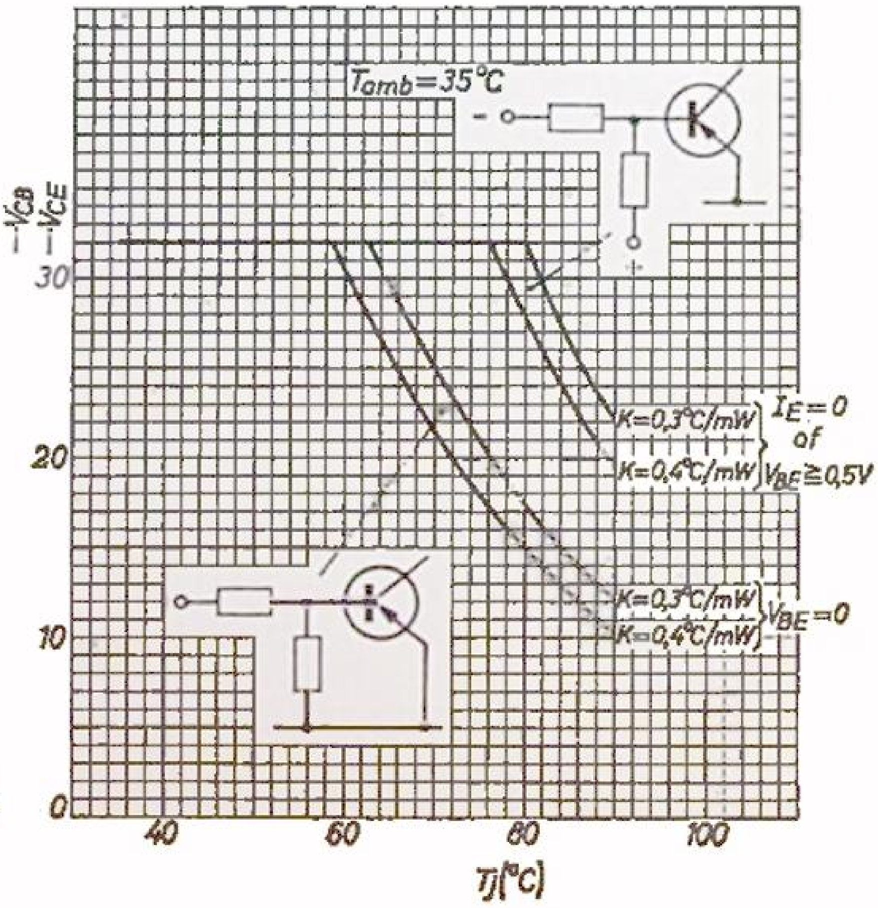


Fig. 9.1–8a

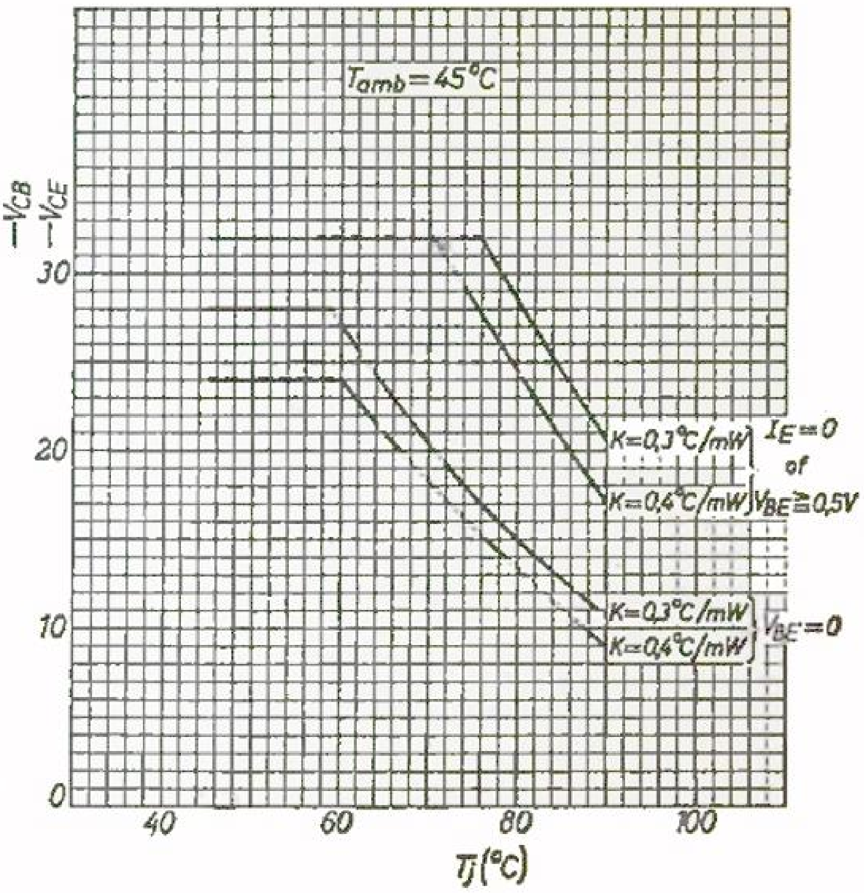


Fig. 9.1-8b

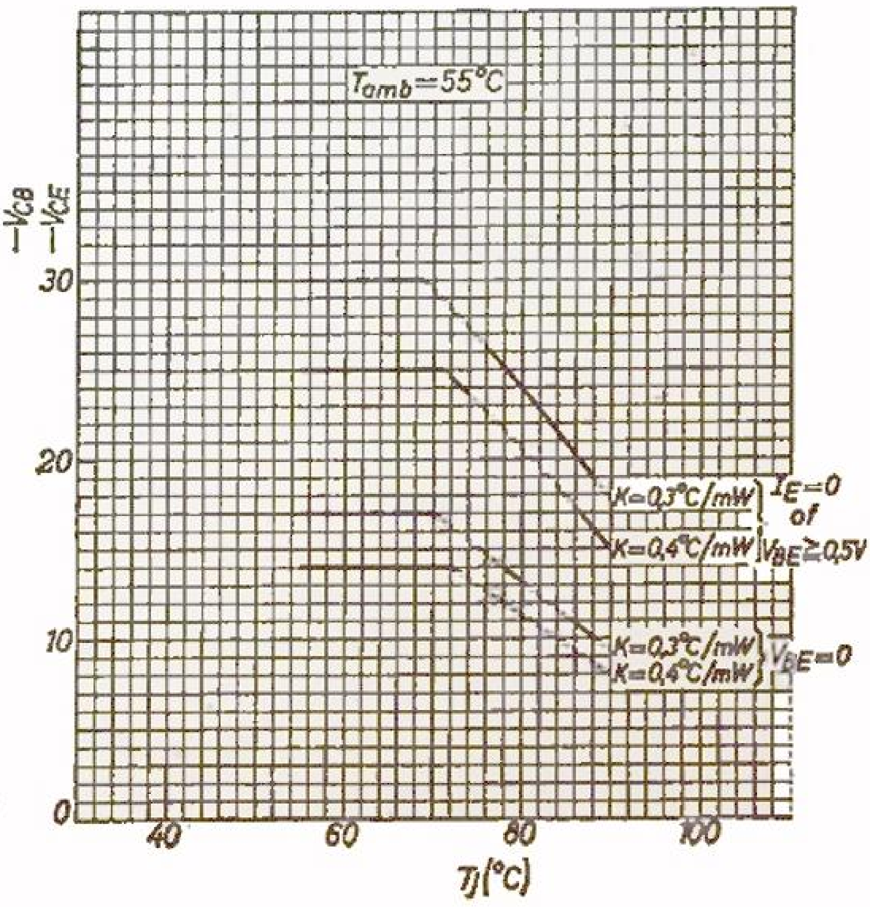


Fig. 9.1-8c

In fig. 9.1–9 zijn voor verschillende spanningen V_{CE} de minimale basis-emissorweerstanden vermeld. Ook hier zij men op zijn hoede voor hoge

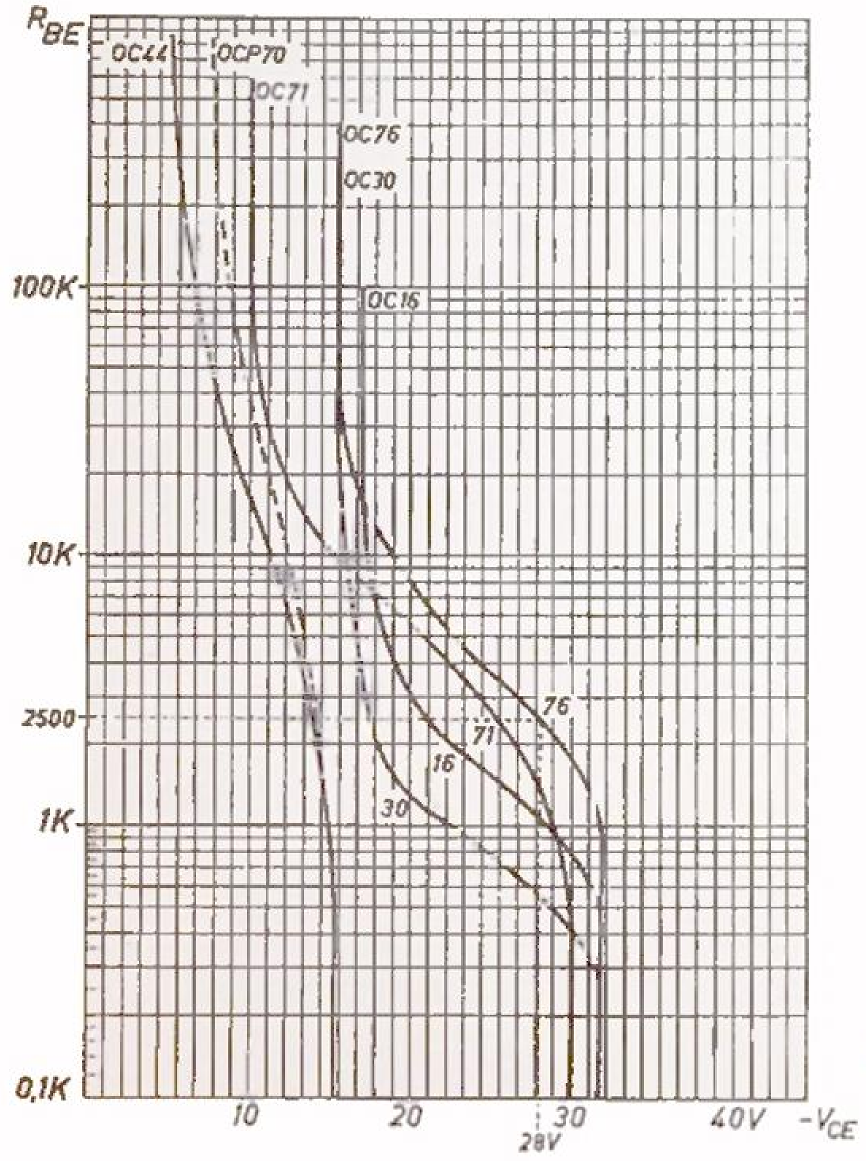


Fig. 9.1–9

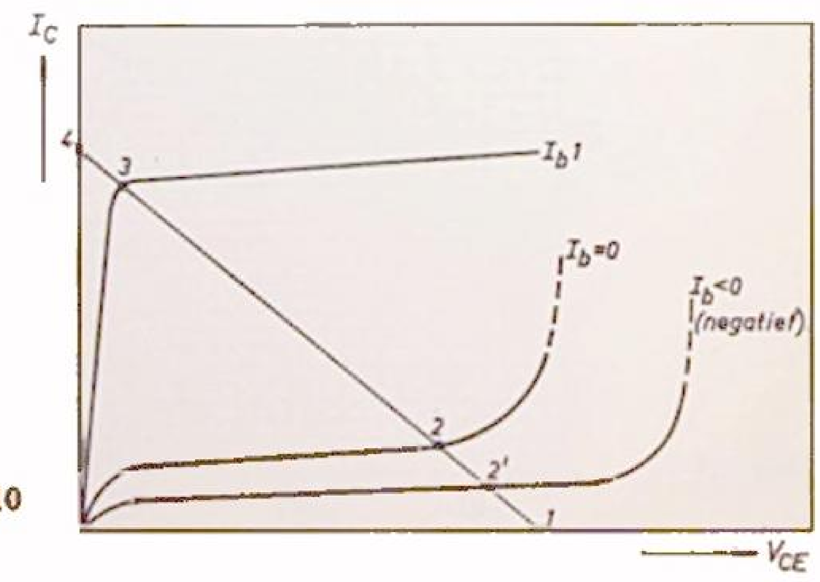


Fig. 9.1–10

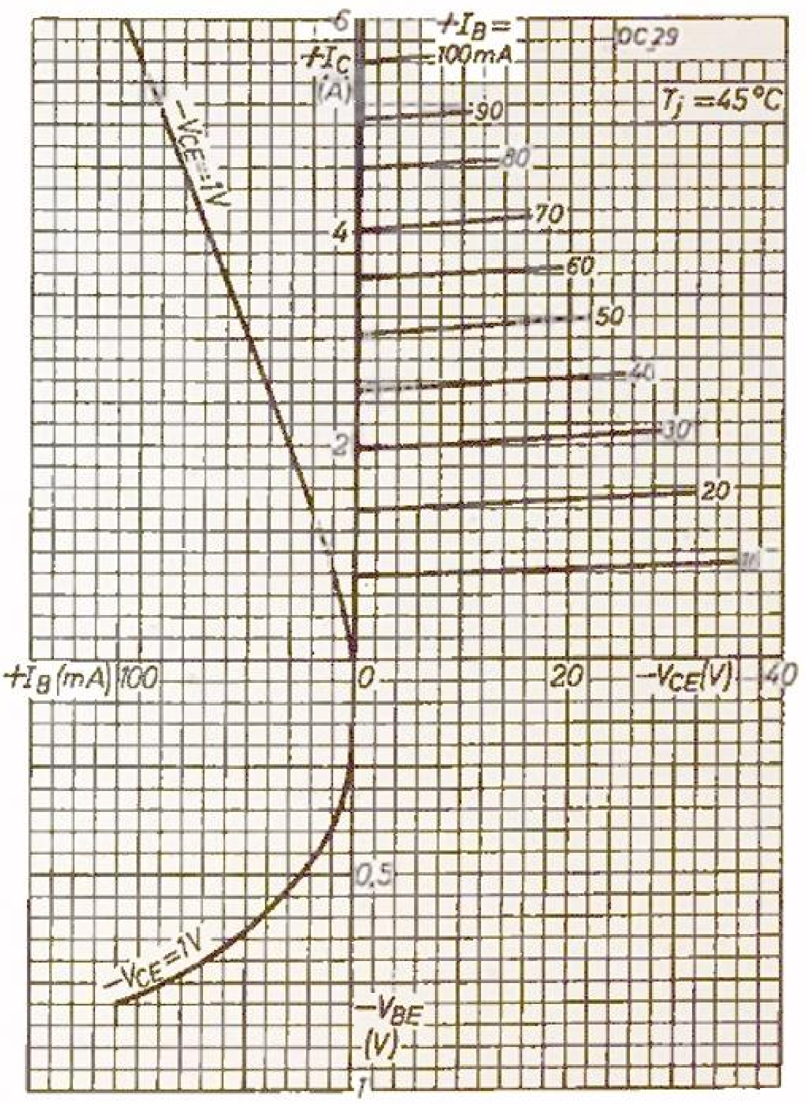


Fig. 9.1–11

toegestane waarden van V_{CE1} daar bij deze vaak andere begrenzingen gelden.

In fig. 9.1–10 is oriënterend aangeduid dat bij positieve basisspanning niet alleen de lekstroom I_{CEO} kleiner wordt (b.v. punt 2 → 2'), maar ook dat de doorslagspanning, en dus ook de toelaatbare waarde V_{CE} hoger worden (vergelijk ook fig. 9.1-8).

In fig. 9.1–11 ziet men de karakteristieken van de grotere vermogens-transistor ASZ16 (OC29).

In fig. 9.1–12 idem voor de h.f. transistor OC 44.

In fig. 9.1–13 evenzo ten aanzien van de OC 71 voor grotere, en in fig. 9.1–14 voor kleinere collector-emissorspanningen.

Fig. 9.1–15 geeft de karakteristieken van de schakeltransistor OC 80.

Ter oriëntatie is in fig. 9.1–16 weer de laagste waarde van α_{FE} vergeleken (voor verschillende transistors) met de bijbehorende collector- en basis-stromen. Tevens vindt men daar de ingangskarakteristiek aangegeven (diodekarakter), met de spreiding erin.

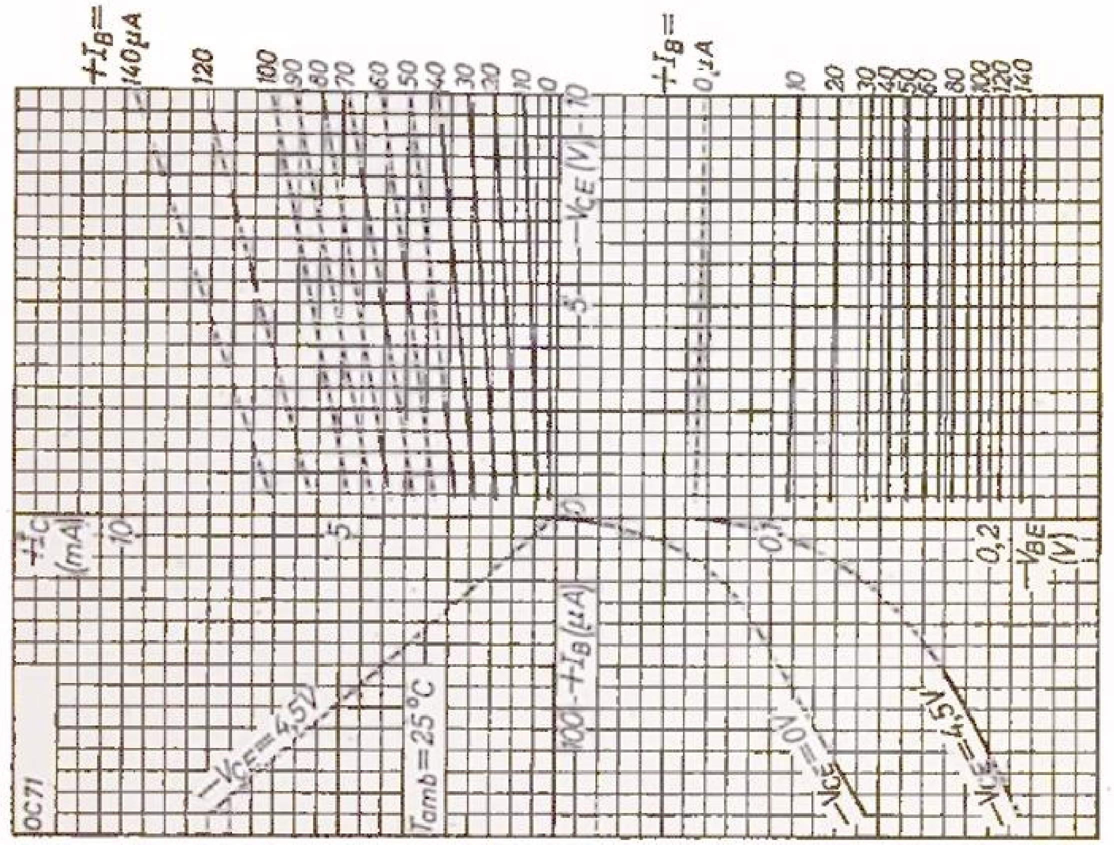


Fig. 9.1–13

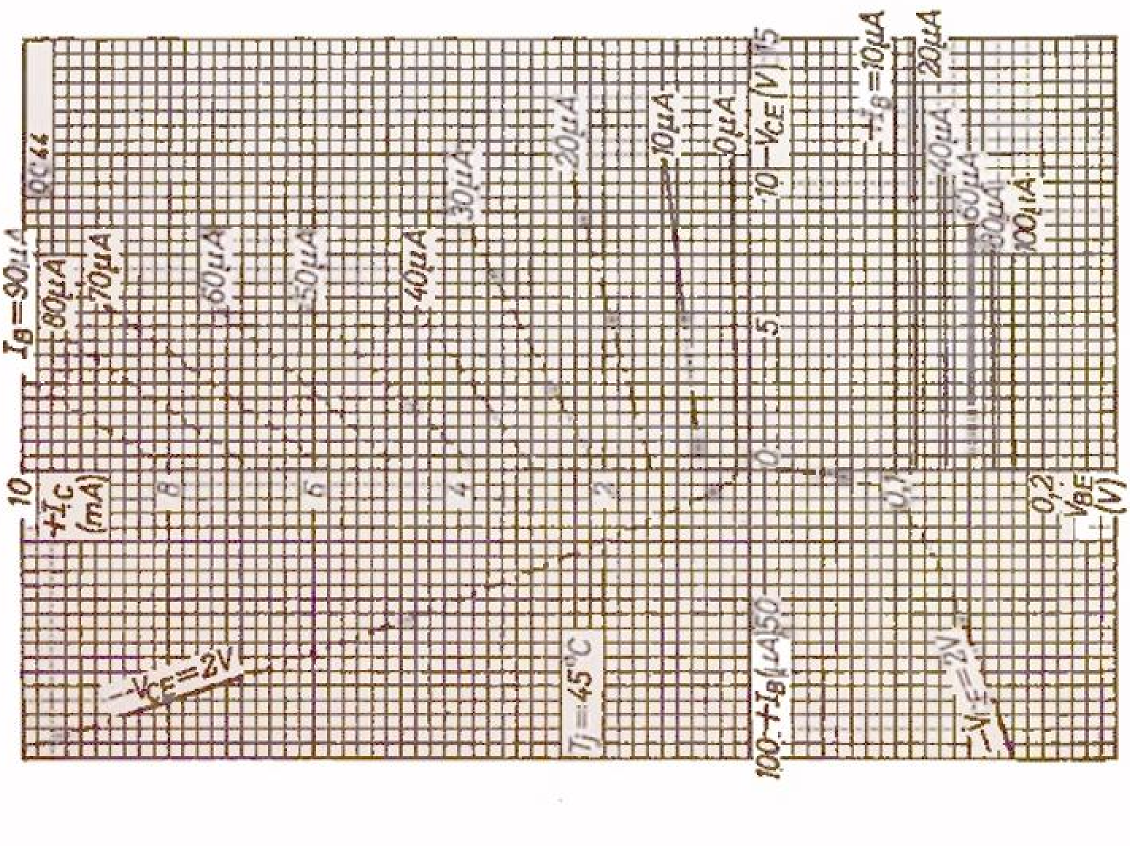


Fig. 9.1–12

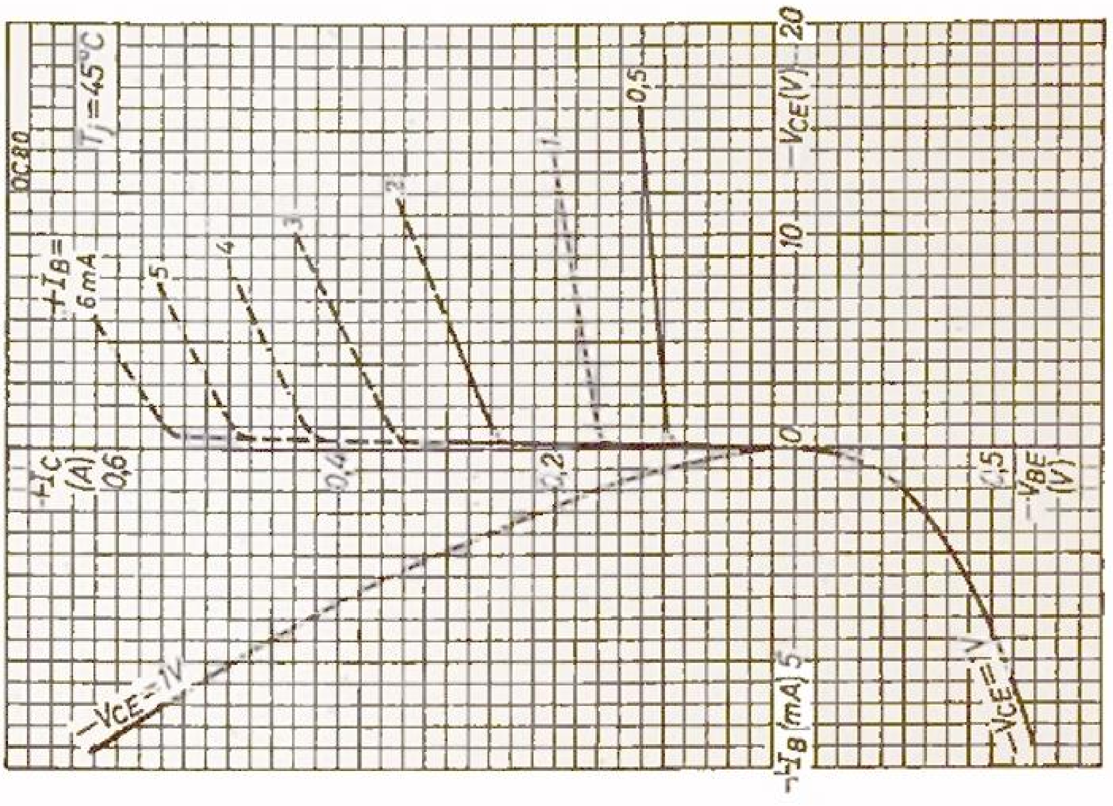


Fig. 9.1-15

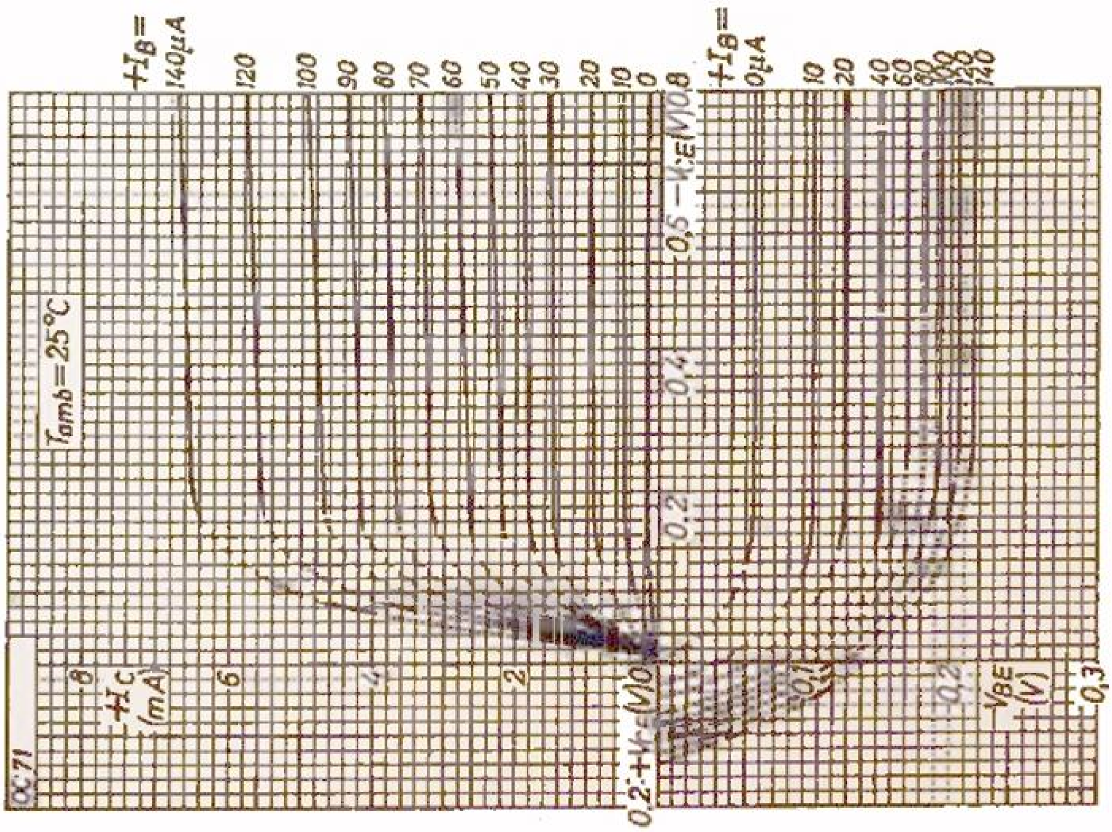


Fig. 9.1-14

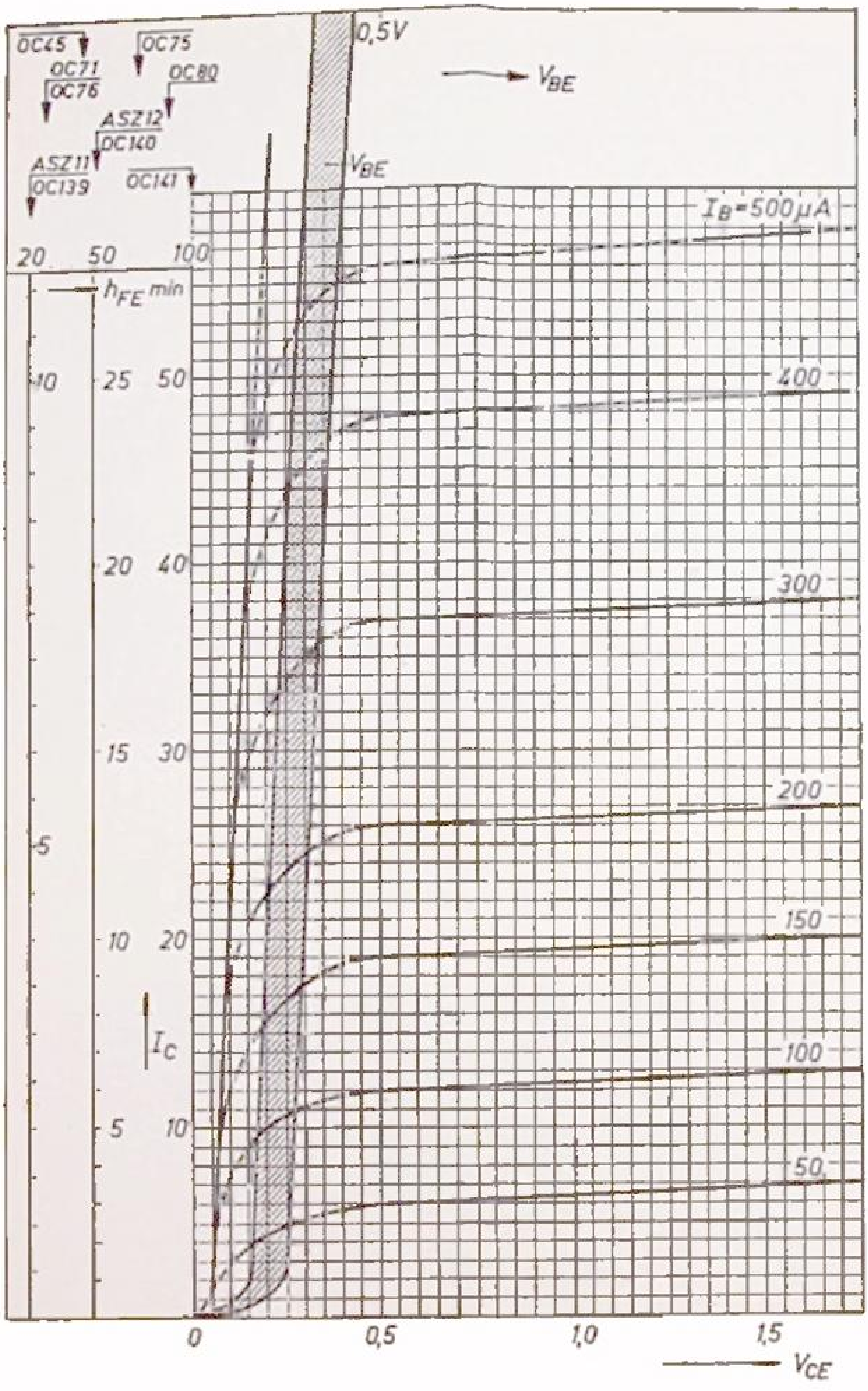


Fig. 9.1–16

Voor de fototransistor OCP 71 zijn in fig. 9.1–17 de karakteristieken gegeven met open basis ($R_{BE} > 200$ kΩ), en in fig. 9.1–18 de karakteristieken met $R_{BE} = 4{,}7$ kΩ.

In fig. 9.1–19 treft men de karakteristieken van de diode OA 85 (OA 95) aan, in fig. 9.1–20 die van de „gold-bonded" diode OA 5, en in fig. 9.1–21 die van de siliciumdiode OA 200.

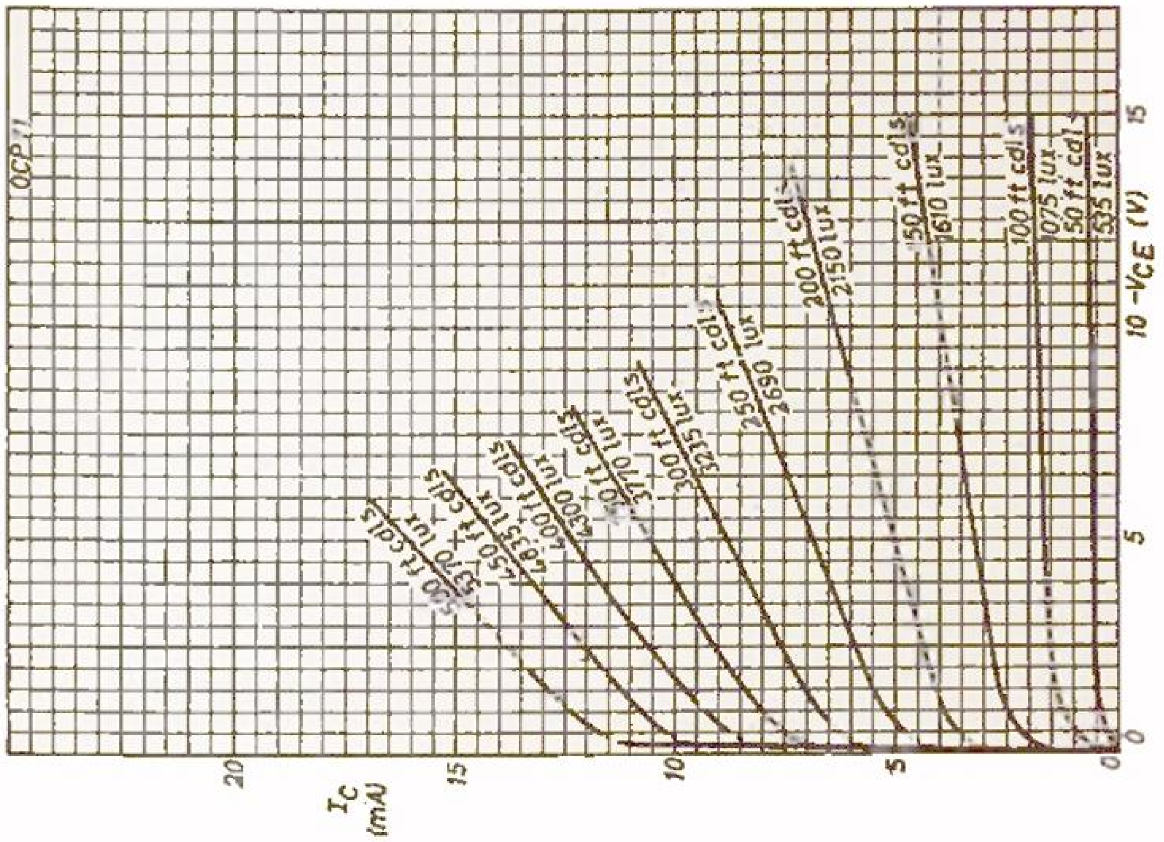


Fig. 9.1–18

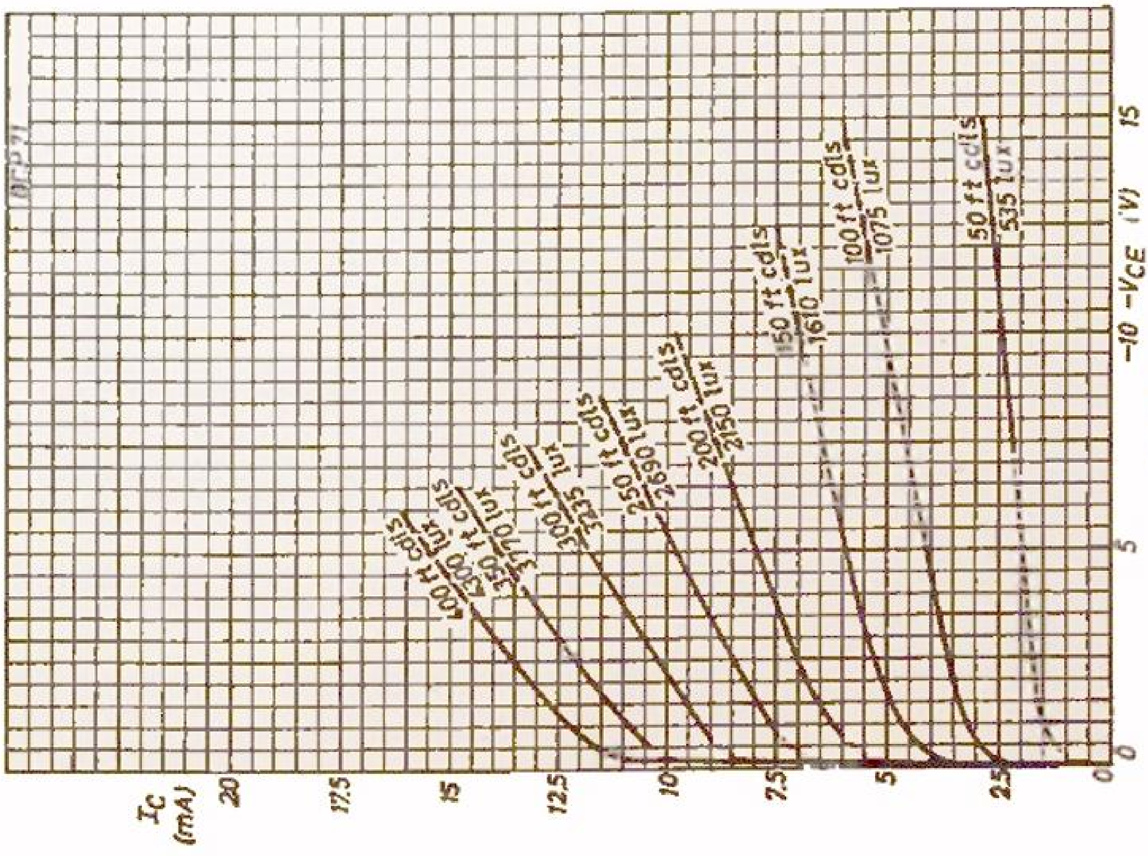


Fig. 9.1–17

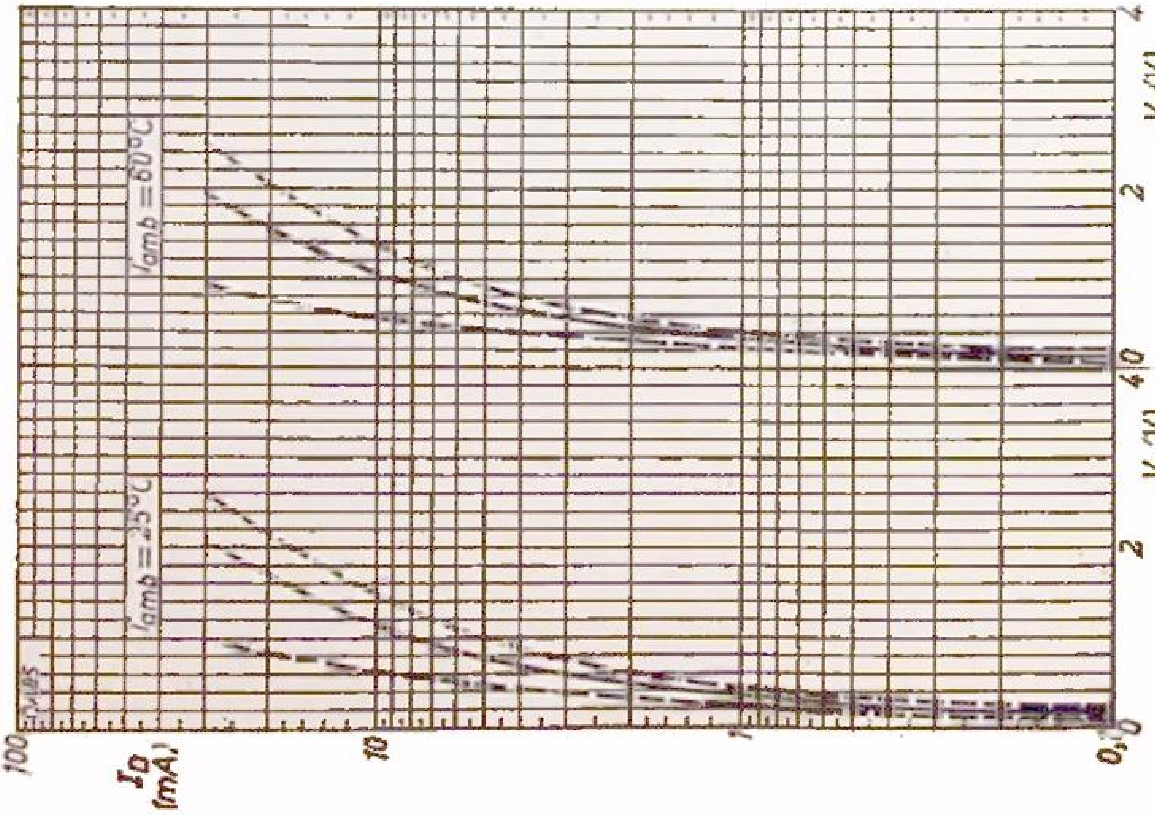


Fig. 9.1–19

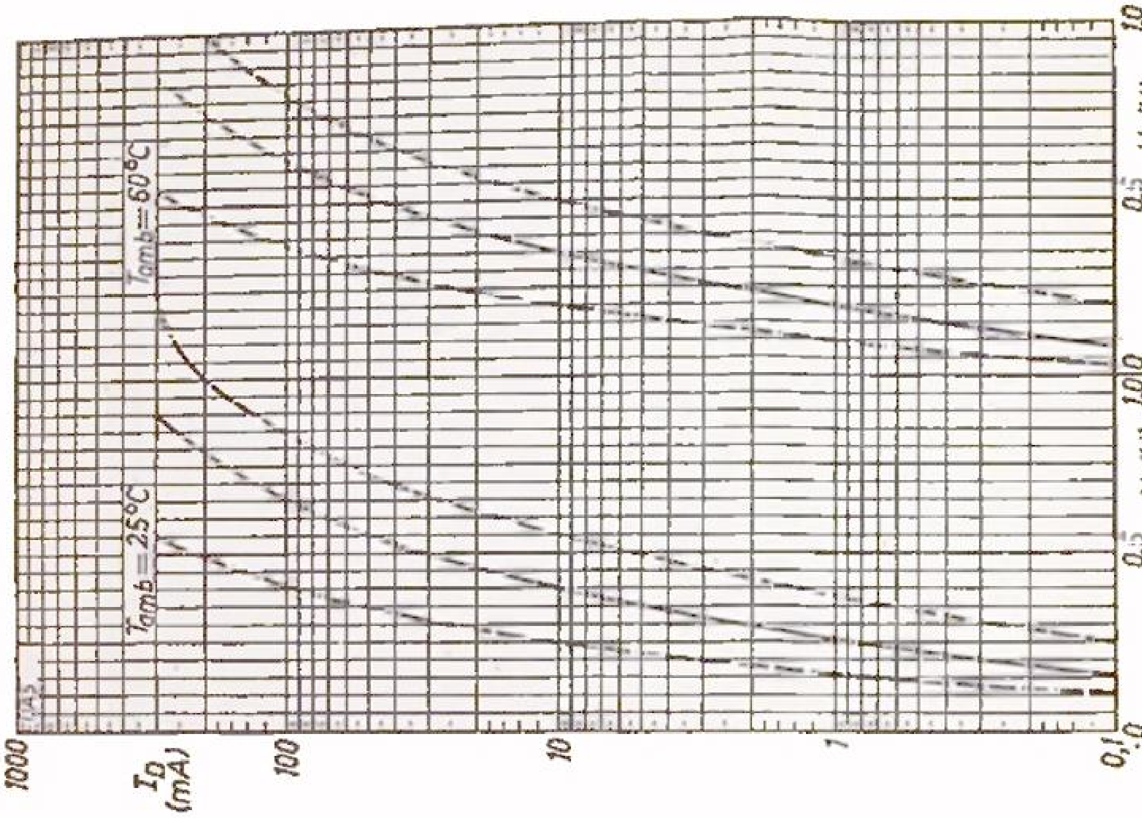


Fig. 9.1–20

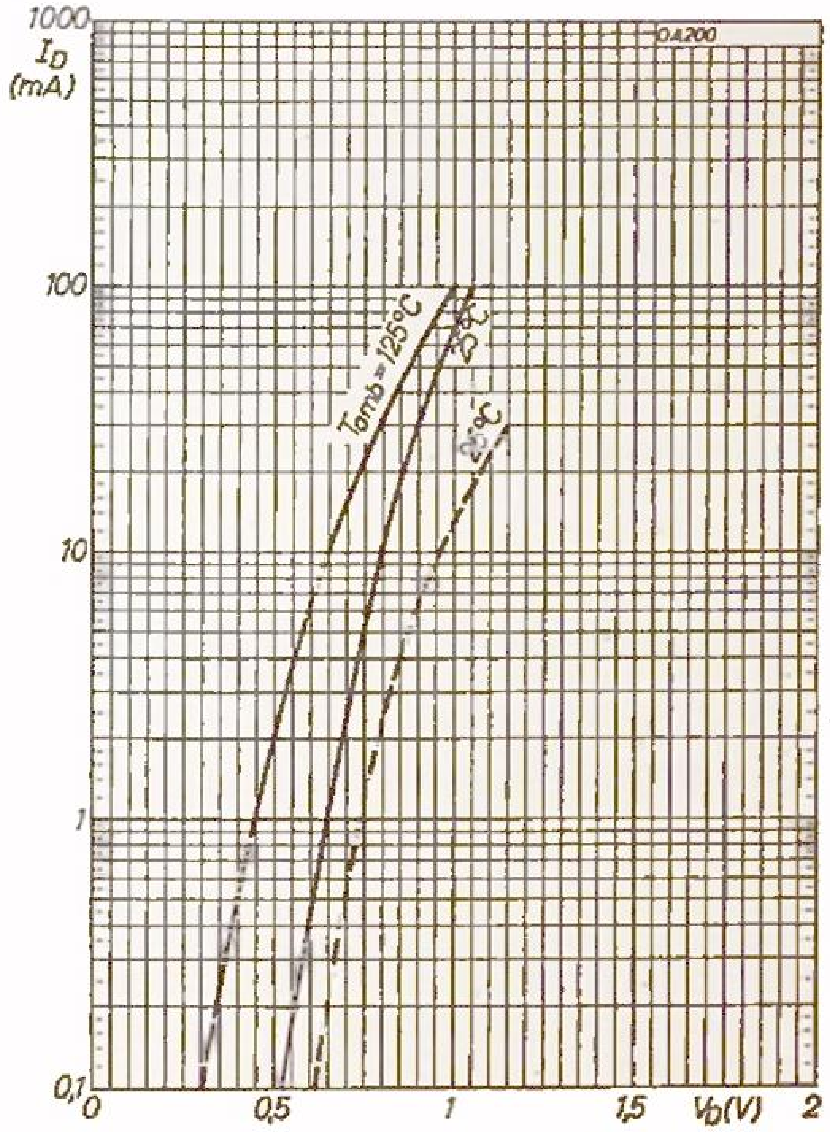


Fig. 9.1–21

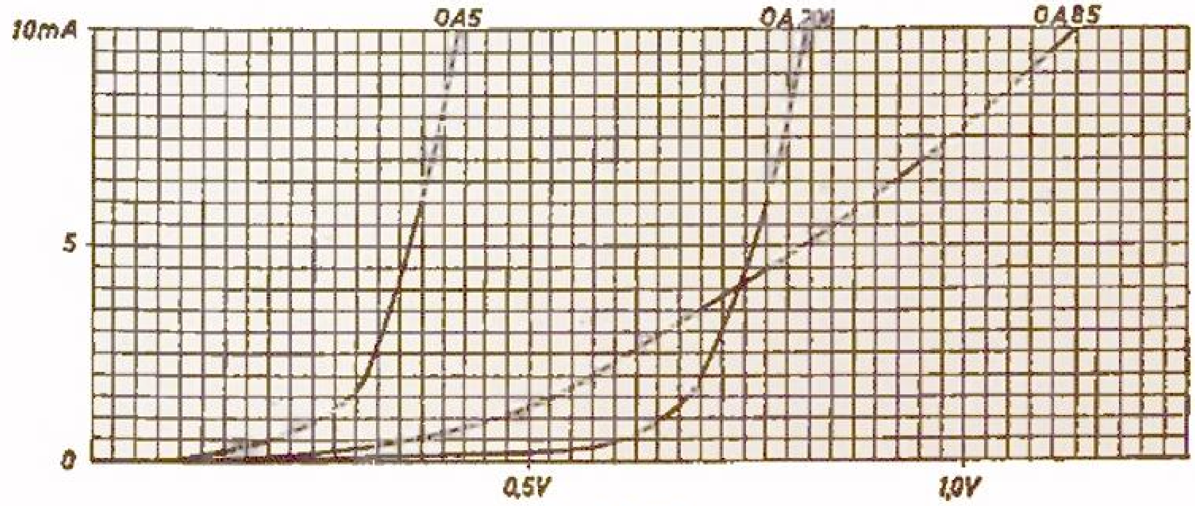


Fig. 9.1–22

In fig. 9.1–22 is een vergelijking gemaakt tussen de drie diodes OA 85, OA 5 en OA 200.

Evenals bij de transistors, treden bij de diodes begrenzingen op bij hogere omgevingstemperaturen.

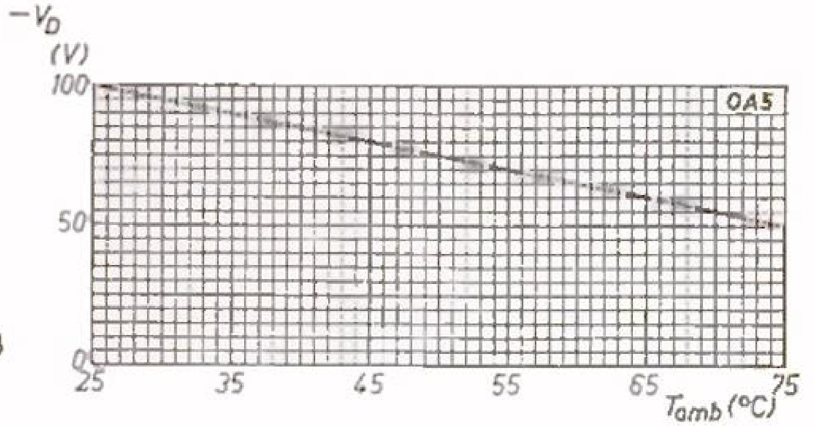


Fig. 9.1–23

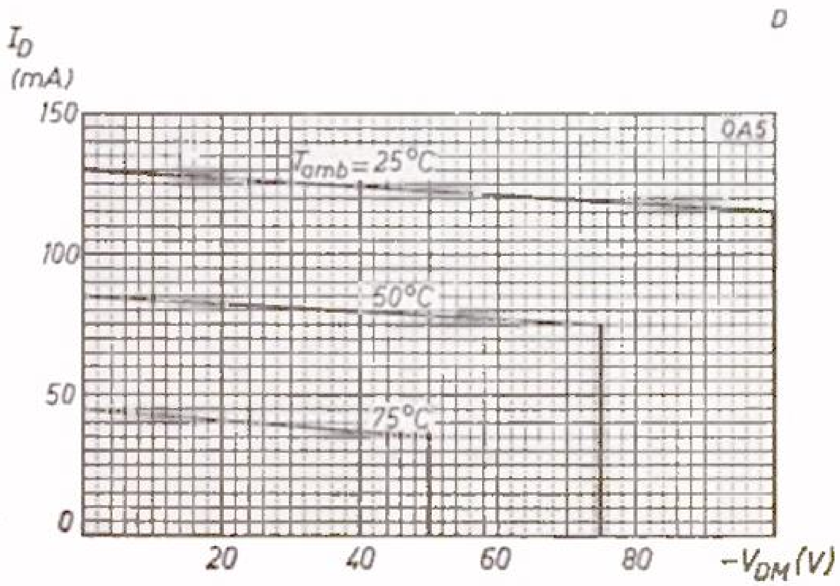


Fig. 9.1–24

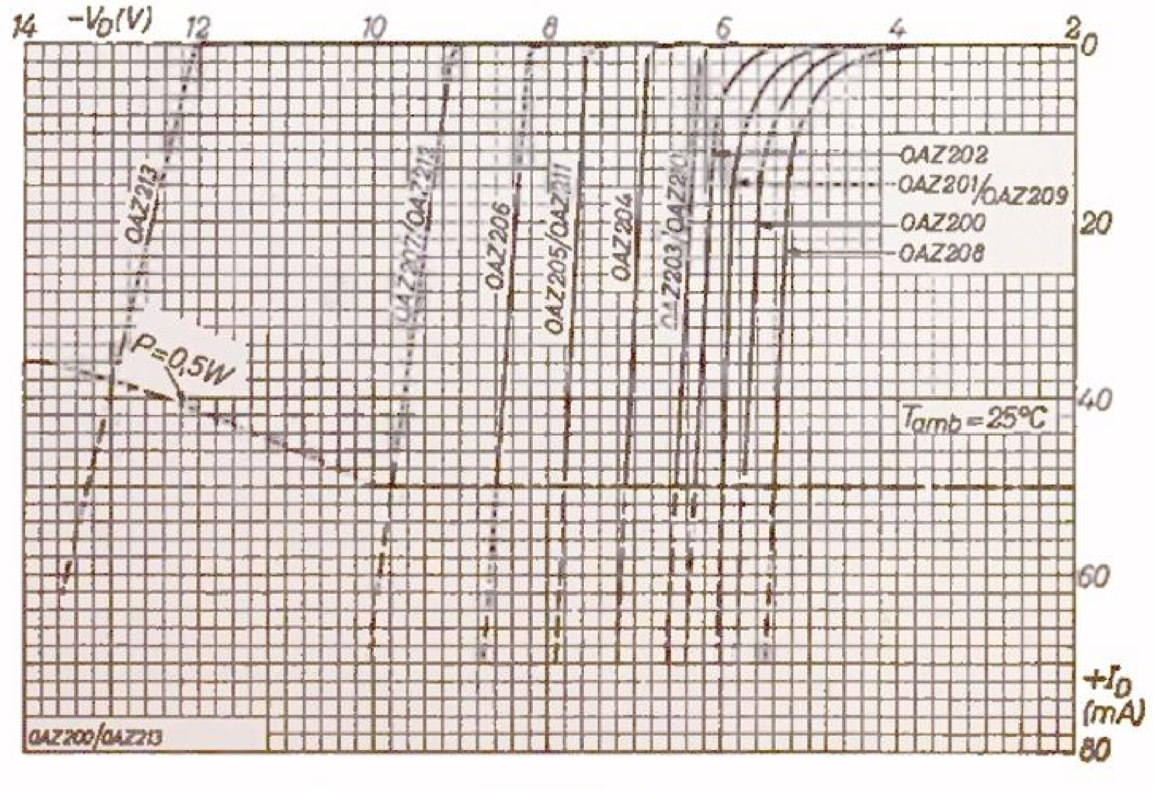


Fig. 9.1–25

In fig. 9.1–23 is voor de OA 5 de spanningsbegrenzing met de temperatuur gegeven; in fig. 9.1–24 de spannings- en stroombegrenzing bij drie verschillende temperaturen. Ook hier is het belangrijk de in tabellen vermelde (optimale) waarden van stroom en spanning te controleren op maximale waarden bij hogere temperaturen.

Ten slotte ziet men in fig. 9.1–25 de karakteristieken van de zenerdiodes OAZ 200 t/m 213.

9.2 De meetgelijkrichter; de integrator en discriminator voor frequentiemetingen

Fig. 9.2–1 toont de bekende Graetz-schakeling voor het meten van frequenties van blokspanningen. De waarde van de condensator ligt in de orde van grootte: $C = \frac{i}{2f_{min}\, V_{in}}$, waarin i de stroom door de meter, f_{min} de laagste herhalingsfrequentie van de blokspanning, en V_{in} de top-tot-top waarde van de blokspanning zijn.

De waarde van R wordt bepaald door $R \cdot C < \frac{1}{3f_{max}}$. waarin f_{max} de maximale herhalingsfrequentie van de blokspanning is. Voor grote meetbereiken moet daarom R en C omschakelbaar worden uitgevoerd. In fig. 9.2–2 is bovenaan de ingaande blokspanning getekend, in het midden het gedifferentieerde signaal nà de condensator op de Graetz-schakeling, en onderaan het signaal na de diodes (twee-fazige gelijkrichting) op de meter. Het is ook mogelijk de schakeling op te bouwen met een enkele diode voor gelijkrichting; de condensator C wordt dan tweemaal zo groot, omdat de herhalingsfrequentie van de impulsen op de meter tweemaal zo klein wordt; b.v. alleen de positieve impulsen van de middelste rij.

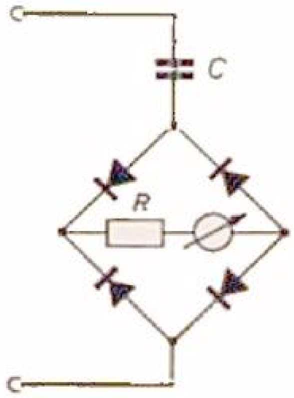


Fig. 9.2–1

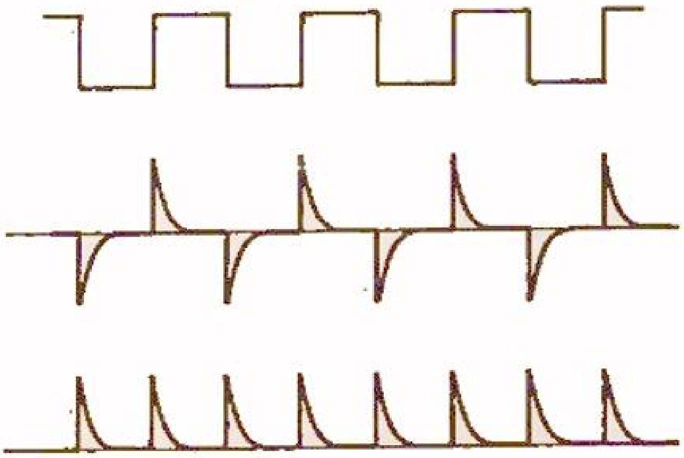


Fig. 9.2–2

In fig. 9.2–3 is de bekende pomp-integrator schakeling getekend. In de litteratuurlijst wordt verwezen naar de betreffende artikelen voor het berekenen van deze schakeling. De omhullende van het spanningsverloop aan C_2 bij een reeks binnenkomende impulsen is gestippeld weergegeven in fig. 9.2–4. De optellende spanningssprongen aan C_2 worden steeds kleiner doordat C_2 in de richting van het ingangssignaal wordt opgeladen, zodat bij elke volgende impuls minder lading van C_1 naar C_2 vloeit. Zolang echter de uitgangsspanning klein blijft t.o.v. de top-tot-top waarde van de ingangsspanning, is er een min of meer lineair verband tussen uitgangsspanning en impulsfrequentie van het binnenkomende signaal.

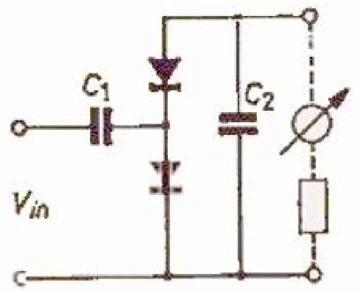


Fig. 9.2–3

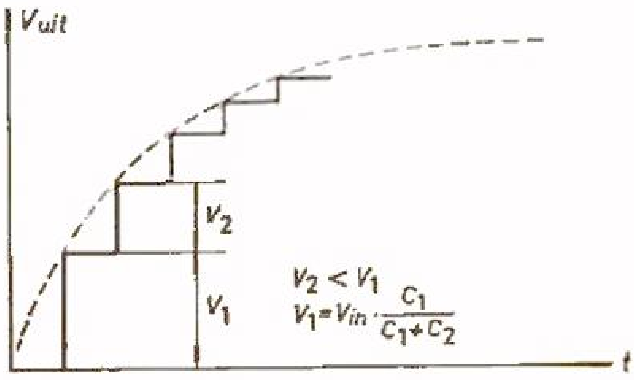


Fig. 9.2–4

Een veel beter lineair verband tussen uitgangsspanning en impulsfrequentie wordt verkregen met de schakeling van fig. 9.2–5. Het grote voordeel van deze schakeling is dat, ongeacht de grootte van de uitgangsspanning op C_2, de lading die bij elke impuls van C_1 naar C_2 wordt overgebracht constant is, d.w.z. de uitgangsspanning lineair met de impuls-herhalingsfrequentie en alleen begrensd door de collectorspanning $-V_1$. Deze schakeling is beschreven in Wireless World door Burton en Willis (zie literatuurlijst). In

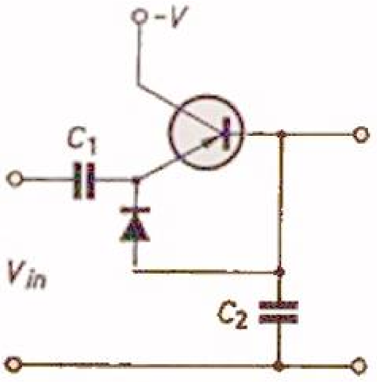


Fig. 9.2–5

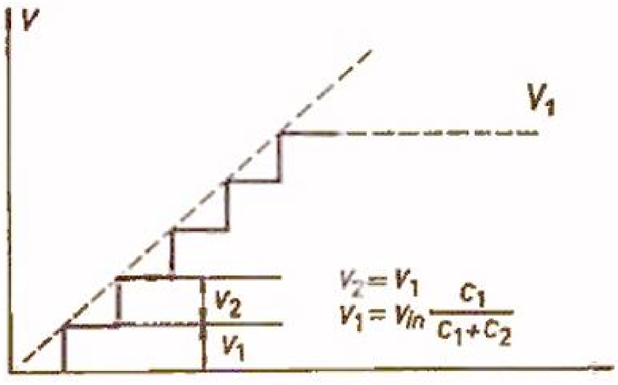


Fig. 9.2–6

deze schakeling werkt de transistor tussen emissor en collector als „diode" voor ontlading van C_1, waarvan het moment van geleiding wordt gecommandeerd door de spanning op de basis, en dus op C_2. De uitgangsspanning is getekend in fig. 9.2–6.

In fig. 9.2–7 is een differentiaal-discriminator aangeduid. De schakeling is opgebouwd uit twee integrators die een tegengestelde uitgangsspanning leveren. Deze uitgangsspanningen worden op C_2 geïntegreerd via de weerstanden R_{11} en R_{12}. Bij symmetrische impulsen $t_1 = t_2$ (zie fig. 8.1–2) is de uitgangsspanning nul. De RC-tijd van de integrator $R_{11}C_2 = R_{12}C_2$ moet groot zijn t.o.v. de periodetijd van de herhalingsfrequentie.

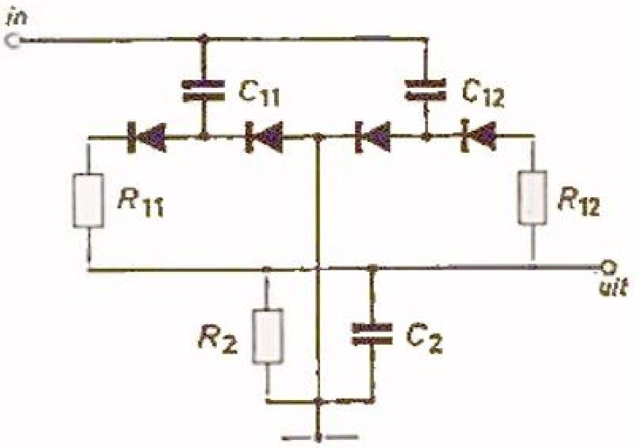


Fig. 9.2–7

In fig. 9.2–8 is de uitgangsspanning van de discriminator getekend. De uitgangsspanning is positief indien $t_2 > t_1$, en negatief indien $t_2 < t_1$. De schakeling is ook bruikbaar als demodulator voor signalen met impulsbreedtemodulatie (zie jengelmeter in hoofdstuk 8).

Al deze schakelingen zijn ook als digitaal-analoog omvormers te beschouwen, daar een analoog uitgangssignaal verkregen wordt als functie van een digitale informatie.

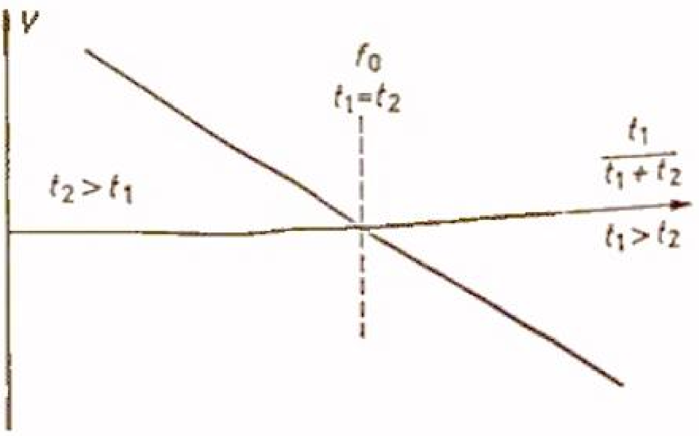


Fig. 9.2–8

9.3 Diodebegrenzers

Hier wordt een kort overzicht gegeven van de meest gebruikelijke eenvoudige diodebegrenzers.

In fig. 9.3–1 ziet men een eenvoudige eenzijdige diodebegrenzer. Het ingangssignaal V_i kan zowel positief als negatief zijn. Wil men de negatieve spanning van dit ingangssignaal begrenzen tot een bepaalde maximale waarde $-V_1$, dan wordt het resterende gedeelte van het ingangssignaal opgenomen door weerstand R_1, aangezien de diode begint te geleiden zodra het ingangssignaal de waarde $-V_1$ heeft bereikt. Zolang de spanning over de diode in geleidende toestand (V_D) klein is t.o.v. V_1, mag ze worden verwaarloosd. In fig. 9.3–2 is het verband tussen ingangssignaal V_i en uitgangssignaal V_o grafisch weergegeven. Zou men de positieve waarde van V_i willen begrenzen, dan moet men de voorspanning V_1 positief nemen en de diode ompolen. In fig. 9.3–3 zijn zowel de positieve als de negatieve waarden van het ingangssignaal begrensd. In fig. 9.3–4 is weer het verband tussen ingangs- en uitgangssignaal te zien.

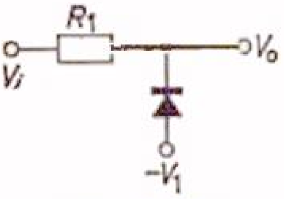


Fig. 9.3–1

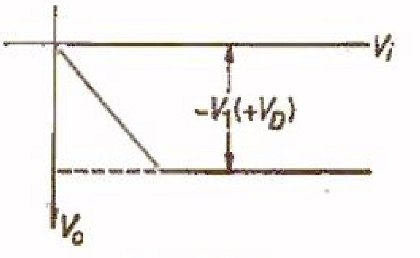


Fig. 9.3–2

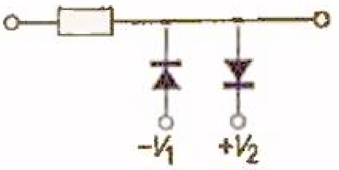


Fig. 9.3–3

In fig. 9.3–5 is de begrenzersschakeling uit fig. 9.3–3 herhaald, echter zonder hulpspanningen. Het begrenzingsniveau is nu $+V_D$ en $-V_D$; bij germaniumdiodes is $V_D \approx 0{,}2$ V, en bij siliciumdioden $V_D \approx 0{,}6$ V, afhankelijk van het type. Een hogere „kniespanning" treft men aan bij zenerdiodes. Deze „kniespanning" treedt op in de sperrichting, zodat de zener-diodes in serie geschakeld moeten worden. De schakeling is in fig. 9.3–6 getekend.

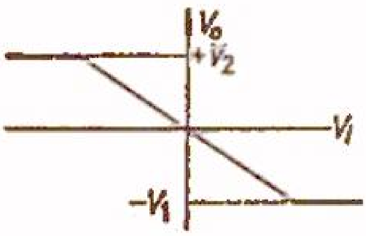


Fig. 9.3–4

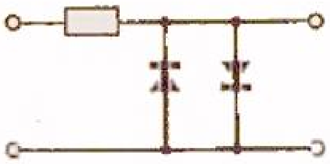


Fig. 9.3–5

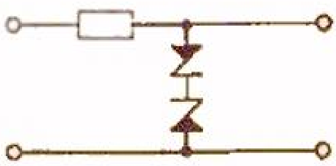


Fig. 9.3–6

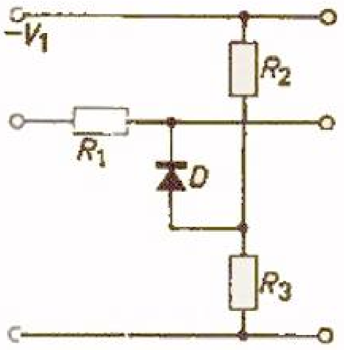


Fig. 9.3-7

In fig. 9.3-7 is een aanwijzing gegeven voor het opwekken van een willekeurige voorspanning. De voorspanningsbron moet stromen kunnen leveren zonder dat de grootte van de voorspanning zelf verandert, d.w.z. de inwendige weerstand van de voorspanningsbron zou nul moeten zijn. In de praktijk neemt men genoegen met een begrenzer waarvan de inwendige weerstand $R_i \leqslant \frac{1}{10} R_1$. De inwendige weerstand van de spanningsbron van fig. 9.3-7 is $R_i = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$ (aangenomen dat spanningsbron $-V_1$ weer een inwendige weerstand nul heeft).

De praktische schakeling eist dus hier $\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + R_D \leqslant \frac{1}{10} R_1$, waarin R_D de weerstand van de diode in geleidende toestand voorstelt.

9.4 Oplossing van de gestelde problemen

In fig. 9.4-1 t/m 3 zijn frequentiedelerschakelingen met behulp van tweedelers weergegeven. In fig. 9.4-1 ziet men een vijfdeler; in fig. 9.4-2 een zesdeler, en in fig. 9.4-3 een twaalfdeler, als oplossing van de vraag in § 61.

In fig. 9.4-4 geeft men een schakeling aan voor het meten van een tijdsverloop in uren, minuten en seconden, uitgaande van het 50 Hz wisselspanningsnet.

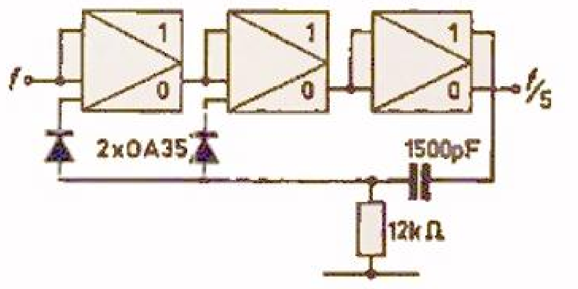


Fig. 9.4-1

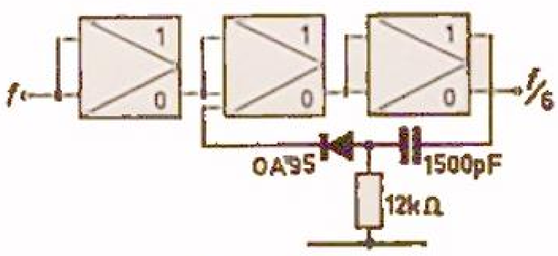


Fig. 9.4-2

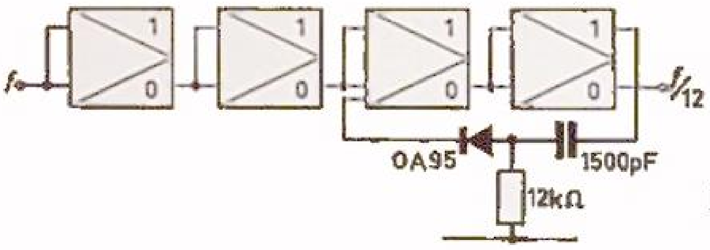


Fig. 9.4-3

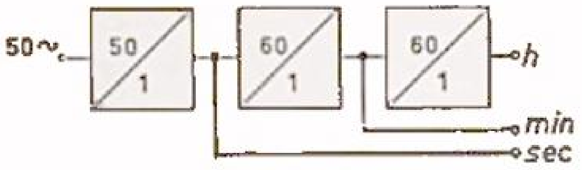


Fig. 9.4-4

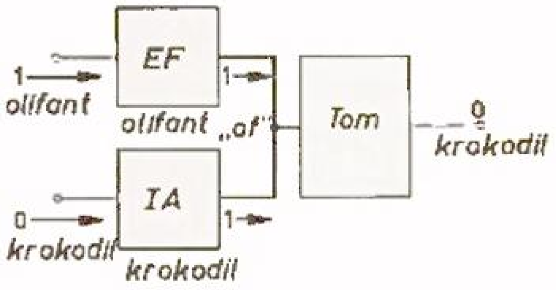


Fig. 9.4-5

Ten slotte vindt men in fig. 9.4-5 het antwoord op het in hoofdstuk 4 gestelde logische probleem.

Het lid van de Olifant-stam spreekt altijd de waarheid en zal dus de opgevangen tekst altijd onveranderd doorgeven (emissorvolger). Het lid van de Krokodil-stam keert de waarheid (en de opgevangen tekst) altijd om en fungeert dus als omkeerschakelaar.

Het behoren tot de Olifant-stam indiceren wij met signaal „1", en het behoren tot de Krokodil-stam met signaal „0".

In fig. 9.4-5 is het vraag-antwoordspel getransformeerd in een logische blokschakeling.

„Tom" kan slechts een signaal „1" hebben ontvangen, òf via de bovenste ingang (Olifant) òf via de onderste ingang (Krokodil), afhankelijk tot welke stam de tweede man behoort (behoeft niet bekend te zijn). Aangezien „Tom" echter een signaal 0 afgeeft, kan „Tom" alleen maar een omkeerschakelaar zijn. Immers, de tweede man heeft in ieder geval „Olifant" gezegd, òf omdat hij een Olifant is en de waarheid spreekt, òf omdat hij een „Krokodil" is en niet de waarheid spreekt.

„Tom" heeft echter niet „Olifant" gezegd, maar „Krokodil"; hij liegt dus, en krijgt de betrekking niet omdat hij „Krokodil" is.

LITERATUUROVERZICHT

HOOFDSTUK 1

[100] WINIGER, F., *Die elektrischen Eigenschaften und Anwendungen der Transistoren*, Bull. Ass. suisse electr., **49** (1958) no. 3, p. 87-108.

[101] BEIJERSBERGEN, J. P. en WINKEL, J. TE, *De lagentransistor als netwerkelement bij lage frequenties*, Philips Techn. T., **18** (1956) no. 11, p. 329-341.

[102] MEISSNER, KURT H., *Ein polarisiertes Relais mit Transistoren*, Elektronik, **6** (1957) no. 4, p. 105-106, 4B.

[103] *Erhöhung der Empfindlichkeit von Relais durch Transistoren*, Elektronik, **6** (1957) no. 7, p. 215, 5B.

[104] *Relais-Steuerung*, Elektronik, **6** (1957) no. 7, p. 204, 1B.

[105] SICHLING, DR.-ING. GEORG, *Der Transistor als energiesteuernder Schalter*, Elektronik, **7** (1958) no. 12, p. 369-371, 8B.

[106] HILBERG, W., *Die Realisierung von Schaltern für beide Stromrichtungen mit Flächentransistoren*, Elektronische Rundschau, **13** (1959) no. 12. p. 438-440.

[107] RONNE, J. S., *Computer switching with high-power transistors*, Electronics, **33** (1960) no. 10, p. 44-47.

[108] LUNZE, K. KDT, *Das Impulsverhalten des Transistors*, Nachrichtentechnik, **11** (1961) no. 4, april, p. 146-154.

[109] HOMILIUS, DR.-ING. KARL, *Gesteuerte Gleichrichtung mit Transistoren*, Archiv für Technisches Messen (1959), Z. 52-12, juni.

[110] FRANKE, HERMANN, *Kühleinrichtungen für Leistungstransistoren*, AEG-Mitt., **51** (1961) no. 5/6, p. 214-217.

[111] DIETL, F. W., *Parallelschaltung von Leistungstransistoren bei Impulsbetrieb*, Elektronische Rundschau, **15** (1961) no. 7, p. 308.

[112] RIJDER-SMITH, S. C., *Voltage Breakdown of Transistors*, Electronic Techn., (1961) no. 10, p. 348-356.

[113] LUFT, W., *Taking the Heat off Semiconductor Devices*, Electronics (1959), 12 juni, p. 53-56.

[114] HEMINGWAY, T. K. en WILLIS, J., *Complementary Compound Emitter Follower*, Electronics (1961), 16 maart, p. 66.

HOOFDSTUK 2

[200] KINGSTON, R. H., *Switching time in junction diodes and junction transistors*, Proc. IRE, **42** (1954) no. 5, p. 829-934.

[201] EBERS, J. J. en MOLL, J. L., *Large-Signal-Behaviour of Junction Transistors*, Proc. IRE, **42** (1954) no. 12, p. 1761-1772.

[202] MOLL, J. L., *Large-Signal Transient Response of Junction Transistors*, Proc. IRE, **42** (1954) no. 12, p. 1773-1784.

[203] HAIDEKKER, A. en WESTENDORF, W., Valvo GmbH, *Verkürzung der Schaltzeiten transistorbestückter Leistungsschalter mit induktiver Belastung*, Elektronik, **12** (1958), p. 372-374.

[204] *Transient Behaviour and Fundamental Transistor Parameters*, Philips Electron Tube Division, Industrial Components and Materials Division 20/514/D/E-9-59.

[205] BAKER, R. H., *How to Increase Switching Speed, Modern Transistor Circuits* (1959), herausgegeben von John M. Carroll, p. 50-54.

[206] BAKER, R. H., *Boosting Transistor Switching Speed*, Electronics (1957), maart, p.190.

HOOFDSTUK 3

[300] FLOOD, J. E., *Junction Transistor Trigger Circuits*, Wireless Engineer, mei 1955.
[301] JACKETS, A. E., *Multivibrator Circuits Using Junction Transistors*, Electronic Engineering, mei 1956, p. 184.
[302] DEUITCH, D. E., *Transistor Circuits for Digital Computers*, Electronics, mei 1956, p. 160.
[303] CARROLL, J. M., editor, *Transistor Circuits and Applications* (TCA), edited by John M. Carroll Associate Editor, Electronics, McGraw-Hill Book Company, Inc., New-York, 1957.
[304] OAKES, J. B., *Pulse-Forming Circuits*, p. 137-140.
[305] PRUGH, T. A., *Switching Circuits*, p. 142-146.
[306] BETER, R. H., *Direct-Coupled Computer Circuits*, p. 250.
[307] *Transistorschaltungen für die Elektronik*, Elektronik, **6** (1957) no. 5, p. 135-138, 8B.
[308] *Ein Transistor-Impuls-Erzeuger mit Komplementär-Transistoren*, Elektronik, **6** (1957) no. 10, p. 309-310, 1B.
[309] JACKETS, A. E., *A Method for Sharpening the Output Waveform of Junction Transistor Multivibrator Circuits*, Electronic Engineering, 39 (juni 1958), p. 371.
[310] *Modern Transistor Circuits* (MTC), by John M. Carroll Managing Editor, Electronics, McGraw-Hill Book Company, Inc., New-York, 1959.
[311] RAPP, A. K. en WONG, S. Y., *High-Speed Flip-Flops*, p. 54.
[312] FULLER, E. J., *Variable-Width Pulse Generator*, p. 56.
[313] KEONJIAN, E. en SURAN, J. J., *Unijunction Transistor Forms Flip-Flop*, p. 60.
[314] ARMSTRONG, H. L., *Multivibrator Sweep Generator*, p. 64.
[315] HENLE, R. A. en WALSH, J. L., *The Application of Transistors to Computers*, Proc. IRE, (1958), p. 1240-1254.
[316] *Transistor-Kippschaltungen*, Elektronik, **7** (1958) no. 11, p. 349-350, 5B.
[317] NEETESON, P. A., *Junction transistors in pulse circuits*, Philips Technical Library, (1959) p. 140.
[318] PRESSMAN, ABRAHAM I., *Design of Transistorized Circuits for Digital Computers*, (1959), John F. Rider Publisher, Inc., New-York.
[319] BÄCHLE, E., *Eine Transistor-Kippschaltung und ihre Anwendungen*, Elektronik, **9** (1960) no. 3, p. 68-72, 5B.
[320] HILBERG, WOLFGANG, *Eine in weiten Grenzen einstelbare monostabile Transistor-Stufe*, Elektronik, **10** (1961) no. 3, p. 75-76, 12B.
[321] HAAS, G., *Fundamentals and components of electronic digital computers*, Philips Technical Library (1963).
[322] LIPP, E. O. PH., *Die Dimensionierung von bistabilen Multivibratoren mit Flächentransistoren*, Elektronische Rundschau, **16** (1962) no. 4, p. 151-155.
[323] LEBERWURST, K., *Der Schaltmechanismus des Schmitt-Triggers mit Transistoren*, Nachrichtentechnik, **10** (1960) no. 10, p. 519-524.

HOOFDSTUK 4

[400] BOOLE, G., *An Investigation of the Laws of Thought*, Dover 1854.
[401] SHANNON, C. E., *A Symbolic Analysis of Relays and Switching Circuits*, Trans. Am. Inst. El. Eng., 1938, p. 713.
[402] WEITZSCH, F., *Von der Aussagelogik zur logischen Algebra*, Elektronische Rundschau, **12** (1958) no. 5, p. 160-164.
[403] *Norbit Building Bricks for Industrial Control Systems*, Mullard Equipment Limited, 1959.

[404] PRESSMAN, ABRAHAM I., *Design of Transistorized Circuits for Digital Computers*, John F. Rider Publisher Inc., New-York, 1959.

[405] *Simatic ein kontaktloses Steuerungssystem*, Siemens, Siemens-Zeitschrift, **33** (Oktober 1959), no. 10, p. 593-629).

[406] ASCHMONEIT, ERNST-KARL, *Grundlagen logischer Verknüpfung*, Elektronik, **9** (1960) no. 2, p. 39-41, 4B.

[407] BEHRINGER, FRED, *Schaltalgebra – eine neue Rechenmethode der Elektrotechnik*, Teil 1, Elektronik, **9** (1960) no. 2, p. 33-37, 10B.

[408] BEHRINGER, FRED, *Schaltalgebra – leicht gemacht*, Teil 2, Elektronik, **9** (1960) no. 7, p. 209-214, 11B.

[409] BEHRINGER, FRED, *Schaltalgebra in Anwendung auf elektronische Schalter*, Teil 3, Elektronik, **9** (1960) no. 8, p. 235-239, 10B.

[410] BOTTKE, G., *Über die Dimensionierung von Transistor-Negatoren*, Nachrichtentechnik, **11** (1961) no. 4, p. 193-194.

[411] *Transistor-resistor Logical Circuits*, Electronic Applications, **21** (1961) no. 1, p. 32-40.

[412] *Elektronik in Industrie und Betrieb*, Brown-Boveri, 1961, 2834 D-I.O (10.60) L 1244.

[413] FOX, G., *Exclusive OR Uses One Transistor*, Electronic Equipment Engineering, August 1961, p. 40.

[414] REKOWSKI, W., *Ein Vorschlag für einheitliche Symbole logischer Verknüpfungen*, Nachrichtentechnische Zeitschrift, Juli 1961, p. 325-330.

[415] WILKINS, B. R., *Symbolic Logic*, Electronic Technology, September 1961, p. 317-324.

HOOFDSTUK 5

[500] *Ein Fotozellenverstärker als elektronischer Baustein*, Elektronik, 6 (1957) no. 2/3, p. 73-74, 5B.

[501] SCHULTZ-METHKE, H. D. *Erfahrungen mit Fototransistoren*, Elektronik, **7** (1958) no. 5, p. 152-154, 7B.

[502] GIER, N. A. DE, GOOL, W. VAN en SANTEN, J. G. VAN, *Fotoweerstanden van geperst en gesinterd cadmiumsulfide*, Philips Techn. T. **20**, (1958) no. 10, p. 285-295.

[503] *Konstruktive Gesichtspunkte beim Aufbau von Silizium-Fotoelementen*, Elektronik, **7** (1958) no. 8, p. 257, 4B.

[505] RATHEISER, ING. LUDWIG, *Lichtschranke mit Transistorbestückung*, Elektronik, **8** (1959) no. 4, p. 103-104, 1B.

[505] SALCHOW, W., *Kongruenzsichere Lochschrift*, Elektronik, **9** (1960) no. 2, p. 38-39, 3B.

[506] SCHAIRER, DIPL.-ING. ALBERT, *Elektronische Papierbahnsteuerung*, Elektronik, **9** (1960) no. 6, p. 185-186, 2B.

[507] WAGNER, HEINZ, *Optisch-elektronischer Zeitmessautomat*, Elektronik, **9** (1960) no. 9, p. 265-266, 3B.

[508] *Elektro-optischer Speicher für elektronische Schaltanlagen*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 8, p. 334-336.

[509] ALMEREN, F. H. R. en ZANTEN, P. G. VAN, *Een experimentele pyrometer met fototransistor voor onderzoek aan radiobuizen*, Philips Techn. T. **20** (1958) no. 3, p. 79.

HOOFDSTUK 6

[600] MORGAN, L. P. en STEPHENSON, W. L., *Decade Counters Using Junction Transistors*, Mullard Technical Communications, **3** no. 21, (februari 1957).

[601] GOTT, EUYEN, *High-Speed Reversible Counter*, TCA, p. 132.

[602] HENLE, R. A. en WALSCH, J. L., *The Application of Transistors to Computers*, Proc. IRE, 46 (1958) no. 6, p. 1240-1254.

[603] HAFT, DR. GUNTRAM, *Binär-Dezimale Verschlüsselung und Fehlererkennung*, Elektronik, 8 (1959) no. 7, p. 213-215, 2B.
[604] *Theoretische en Praktische Aspecten van Coderen*, Verslag Discussiebijeenkomst op 19 februari 1959, Laboratorium voor Technische Fysica der T.H., Delft.
[605] ARONSON, A. J. en CHONG, C. F., *Monovibrator Frequency Divider for Sync Generator*, MTC 1959, p. 86.
[606] SCISM, WILLIAM A., *Computer Delay Unit Using Multivibrators*, MTC 1959, p. 241.
[607] HAFT, DR. GUNTRAM, *Binär-Dezimale Verschlüsselung und Fehlererkennung*, Elektronik, 8 (1959) no. 7, p. 213-215, 2B.
[608] WAGNER, K., *Ringzähler für Vorwärts- und Rückwärtszählung mit Transistoren*, Elektronische Rundschau, 14 (1960) no. 4, p. 121-125.
[609] ASCHMONEIT, ERNST-KARL, *Einfacher Binärzähler für Addition und Subtraktion*, Elektronik, 9 (1960) no. 8, p. 231-233, 3B.
[610] CARLSON, R. D., *Steering circuits control reversible counters*, Electronics, 33 (1960) no. 1.
[611] WETTSTEIN, H., *Umkehrbarer Dualzähler mit Transistoren*, Elektronik, 10 (1961) no. 5, p. 136-139, 5B.
[612] MITTERER, R., *Frequenzmessung im Tonfrequenzgebiet*, Archiv für Technisches Messen, August 1961, V 3613-5.
[613] SCHWARTZ, SEYMOUR, *Selected Semiconductor Circuits Handbook*, 1960, John Wiley and Sons Inc. Publishers.
[614] EMSCHERMANN, H. H. V., *Darstellung von Messwerten in Zahlenform*, ATM J 071-5 Juli (1956), Lieferung 246, p. 161-164.
[615] KLEIN, P. E., *Beitrag zur elektronischen Anzeige von Rechen- und Zählergebnissen*, Elektronik, 6 (1957) no. 9, p. 259-260.
[616] TETZNER, KARL, *Anzeigeröhren für elektronische Geräte*, Elektronik, 6 (1957) no. 2/3, p. 74-75.
[617] KRONENBERGER, K., *Spannungsregistrierung in Ziffendarstellung*, Elektronik, 7 (1958) no. 2, p. 37-41.
[618] *Numerical Readout*, Instruments and Automation, 31 (Juni 1958), p. 1032-1037.
[619] *Wheel and Belt Digital Readouts*, Instruments and Automation, 31 (September 1958), p. 1526-1528.
[620] *Display-Type Digital Readouts*, Instruments and Automation, 31 (Oktober 1958), p. 1663-1665.
[621] KRONENBERGER, DR. KURT, *Spannungsregistrierung in Zifferndarstellung*, Elektronik, 7 (1958) no. 2, p. 37-41, 11B.
[622] HAIDEKKER, ALEXANDER, *Transistorbestückte Zählschaltungen mit Sichtanzeige*, Elektronik, 7 (1958) no. 7, p. 211-213, 2B.
[623] MASH, D. H., *An electroluminescent digital indicator with a silicon carbide coding matrix*, Journal of scientific instruments, 37 (1960) no. 2, p. 47-50.
[624] KALTHOFF, MARTIN, *Die Ziffernanzeigeröhre als Indikator für Zählanordnungen mit Transistoren*, Radio Mentor, 1961 no. 4, p. 271-275.
[625] *Messwertaufnehmer und Anzeigegeräte auf der Interkama*, Elektronik, 10 (1961) no. 1, p. 18-30, 12B.
[626] *Modell eines Ziffern-Leseautomaten*, Elektronik, 10 (1961) no. 6, p. 168-170, 5B.
[627] BOTDEN, TH. P. J., *Een gasontladingsbuis voor indicatie in decimale telschakelingen met transistors*, Philips Techn. T. (1959) 21, p. 233.
[628] *Elektrolumineszenz-Platten führen sich ein*, Elektronik, 10 (1961) no. 2, p. 50-51, 5B.
[629] STEINBUCHS, KARL, *Elektrische Gedächtnisse für Ziffern*, Elektronik, 6 (1957) no. 1, p. 9-11, 7B.
[630] VÖLCKER, DR.-ING. EHRHARD, *Informationsspeicherung in magnetischen Gedächtnissen mit phasenverschobenen Hochfrequenzen*, Teil 1, Elektronik, 9 (1960) no. 9, p. 275-279, 13B.

[631] VÖLCKER, DR.-ING. EHRHARD, *Informationsspeicherung in magnetischen Gedächtnissen mit phasenverschobenen Hochfrequenzen*, Teil 2, Elektronik, **9** (1960) no. 11, p. 335-338, 10B.
[632] VÖLCKER, DR.-ING. EHRHARD, *Informationsspeicherung in magnetischen Gedächtnissen mit phasenverschobenen Hochfrequenzen*, Teil 3, Elektronik, **9** (1960) no. 12, p. 373-375, 3B.
[633] HEIJN, H. J. en TROYE, N. C. DE, *Een snelle methode voor het lezen van magneetringgeheugens*. Philips Techn. T. **20** (1958) no. 6/7, p. 180-195.
[634] STUIJTS, A. L. en WIJN, H. P. J., *Ferroxplana met gerichte kristallen*, Philips Techn. T. **19** (1957) no. 7/8, p. 217-225.
[635] HARKENSEE, HARALD, *Magnetbandschreiber für Messzwecke*, Elektronik, **6** (1957) no. 11, p. 331-333, 3B.
[636] CUBASCH, F., *Magnetbandgeräte für wissenschaftliche Zwecke*, Elektronische Rundschau, **13** (1959) no. 11, p. 413-414.
[637] VOGEL, PETER A., *Die Speicherung von Impulsen*, Elektronik, **9** (1960) no. 2, p. 49-52, 10B.
[638] RÖSLER, H., *Druck- und Ausgabewerke in der Informationstechnik*, Elektronik, **9** (1960) no. 2, p. 41-44.
[639] WETZER, DR.-ING. HERMANN, *Druckwerk für Datenverarbeitung*, Elektronik, **9** (1960) no. 10, p. 309-310, 3B.
[640] SATTELBERG, DR.-ING. K., *Röhren- und Transistorspeicher*, Archiv für Technisches Messen, August 1961, J 083-7.
[641] SATTELBERG, DR.-ING. K., *Magnetspeicher*, Archiv für Technisches Messen, mei 1961, J 083-5.

HOOFDSTUK 7

[700] CHISHOLM, H. C., *High-Reliability Transistorized Counter*, Electronics, 1 Juni 1957 p. 171.
[701] PFAU, ERNST, *Automatisierung der Fertigung im Blickfeld des Elektronik-Ingenieurs*, Elektronik **6** (1957) no. 12, p. 351-352.
[702] *Elektronik in der Büro-Industrie*, Elektronik, **7** (1958) no. 6, p. 191-195, 8B.
[703] *Elektronische Kontrolle von Werkzeugmaschinen*, Elektronik, **7** (1958) no. 6, p. 197.
[704] *Werkzeugmaschinen und Elektronik*, Elektronik, **7** (1958) no. 3, p. 86-88, 6B.
[705] ROHLOFF, E., *Aufbau und Anforderungen bei kontaktlosen Steuerungen für die Industrie*, Elektronische Rundschau, **15** (1961) no. 3, p. 99-102.
[706] *Die Betriebssicherheit elektronischer Bauteile*, Elektronik, **6** (1957) no. 8, p. 246-248, 2B.
[707] RENARDY, DR. A., *Gesockelte Schaltungseinheiten für elektronische Geräte*, Elektronik, **9** (1960) no. 1, p. 11-14, 20B.
[708] GUANELLA, G., *Informationstechnik*, Brown Boveri Mitt., **46** (1959) no. 11/12, p. 581-593.
[709] QUERVAIN, A. DE, *Digitale Informationsverarbeitung*, Brown Boveri Mitt., **46** (1959) no. 11/12, p. 609-628.
[710] ZWICKY, R., *Industrielle Regelungen*, Brown Boveri Mitt., **46** (1959) no. 11/12, p. 689-703.
[711] WALLMARK, P. T., *Entwicklungsgedanken über zusammengebaute elektronische Bauelemente*, IRE **48** (1960) no. 3, p. 293-300.
[712] *Bausteine für Digital-Systeme*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 6, p. 246-251.
[713] MENDE, HERBERT G., *Das Bausteinprinzip hat sich durchgesetzt. Neuere elektronische Bausteinserien*, Elektronik, **9** (1960) no. 9, p. 257-261, 9B.
[714] TOLNAI, H. VON, *Ein neues Baukastensystem für elektronische Mess-, Steuer- und Regelgeräte*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 8, p. 313-316.

[715] HENNIG, DIPL.-ING. WILHELM, *Wege zur Mikro-miniaturisierung*, Elektronik, **9** (1960) no. 6, p. 163-167, 15B.

[716] HAFT, DR. GUNTRAM, *Die Bedeutung und Anwendung der elektronischen Rechen- und Zähltechnik für die Automatisierung*, Elektronik, **6** (1957) no. 11, p. 317-320, 6B.

[717] *Circuit Blocks*, Industrial Components and Materials Division Philips, 1959, 32/011/D/E.

[718] *Computer Circuitry Considerations*, Philips Electron Tube Division, Industrial Components and Materials Division, 1960, /0/525/D-E-3.

[719] RÖSLER, H., *Tafel für den Entwurf von Verknüpfungsschaltungen in der digitalen Rechentechnik*, Elektronik, **8** (1960), p. 228-232.

[720] *Elektronische Zähler und Beispiele für ihre Anwendung*, Elektronik **9** (1960) no. 2, p. 53-54, 4B.

[721] BÜRCK, W., *Zur Frage der Absolutgenauigkeit bei Frequenzmessungen*, Rohde und Schwarz-Mitteilungen, 1960, no. 13, p. 323-324.

[722] POSPIECH, DIPL.-ING. H., *Frequenzmessung mit elektronischen Zählern*, Elektronik, **6** (1957) no. 6, p. 169-170, 8B.

[723] EINRAMHOF, F. en HAVAS, P., *De automatisering van een spiraalwikkelmachine met behulp van actieve tellers*, Philips Techn. T. **21** (1959) no. 10, p. 302-308.

[724] NOTTEBOHM, H., *Ein Analog-Digital-Umsetzer für Strom, Spannung, Widerstand und Kapazität*, Elektronische Rundschau, **12** (1958) no. 3, p. 85-88.

[725] SCHNEIDER, DIPL.-ING. HANS, *Digitale Messtechnik*, Elektronik, **7** (1958) no. 7, p. 201-207, 12B.

[726] SCHNEIDER, DIPL.-ING. HANS, *Digitale Messtechnik*, Elektronik, **7** (1958) no. 9, p. 281-285, 12B.

[727] MAYERHOFER, W. A., *Das Digital-Voltmeter, ein neues Messgerät*, Elektronische Rundschau, **13** (1959) no. 3, p. 78-79.

[728] STARITZ, RUD. F., *Die Umwandlung elektrischer Messgrössen in Digitalwerte*, Elektronik, **8** (1959) no. 9, p. 265-269, 7B.

[729] *Visueller Analog-Digital-Wandler*, Elektronik, **9** (1960) no. 4, p. 118-120, 3B.

[730] STARKE, ING. LOTHAR, *Digital-Voltmeter – eine Übersicht*, Elektronik, **9** (1960) no. 10, p. 291-297, 10B.

[731] SCHÜNGEL, GÜNTER, *Digitale Messwerterfassung auf elektronischem Wege*, Elektronik, **10** (1961) no. 5, p. 131-136, 7B.

[732] WAGNER, HEINZ, *Zeitmessautomat mit Digital-Messwertanzeige*, Elektronik, **10** (1961) no. 7, p. 203-205, 1B.

[733] *Entwicklungsmöglichkeiten elektronischer Rechenanlagen*, Elektronik, **6** (1957) no. 4, p. 87-88.

[734] RAUSCH, F., *Selbstprüfungstechnik in elektronischen Rechenmaschinen*, Elektronische Rundschau, **13** (1959) no. 6, p. 206-210).

[735] KLEY, A., *Testschaltungen zur Beurteilung von Rechenverstärkern*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 10, p. 403-404.

[736] HAFT, DR. GUNTRAM, *Allgemeine Betrachtungen zur Arbeitsweise der elektronischen Rechenmaschinen*, Elektronik **9** (1960) no. 8, p. 225-227.

[738] NIJENHUIS, W., *De PASCAL, een zeer snelle digitale elektronische rekenmachine voor Philips' Rekencentrum*, Philips Techn. T. **23** (1961) no. 1, p. 1-19.

[739] HOLDINGHAUSEN, DIPL.-ING. PAUL UND HOMILIUS, DR.-ING. KARL, *Digitale Spannungsmessung*, Archiv für Technisches Messen, Oktober 1960, J 077-2.

[740] MAGER, T., *Einführung in die Technik numerisch gesteuerter Werkzeugmaschinen*, Winter'scher Verlag.

HOOFDSTUK 8

[800] *Transistorschaltungen für die Elektronik*, Elektronik, **6** (1957) no. 1, p. 16-18, 7B.

[801] RENITZ, SIEGFRIED, *Ein einfacher elektronischer Zeitschalter*, Elektronik, **6** (1957) no. 12, p. 369-371, 3B.

[802] BRUCKMÜLLER, KARL, *Steuerung von Gleichstrommotoren mit Transistoren*, Elektronik, **8** (1959) no. 6, p. 179-182, 7B.

[803] MILLER, M. J. EN BUCKLEY, G. V., *Speed Control of D.C. Motors*, Electronic technology, 1961, no. 2, p. 63-67.

[804] HAMERAK, K., *Transistorbestückter Regler für phasengetreuen Gleichlauf zweier Wellen*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 5, p. 177-180.

[805] HAAR, G., *Beanspruchung kleiner Gleichstrommotoren bei Speisung aus Gleichrichter-, Magnetverstärker- und Thyratronsteuergeräten*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 4, p. 16-128.

[806] LEDIG, GERHARD, *Proportionalsteuerung in Regelschaltungen mit Transistoren bei veränderlichem Tastverhältnis*, Elektronik, **8** (1959) no. 4, p. 101-102, 1B.

[807] ZAUBITZER, RICHARD, *Kontaktloser Gleichstromantrieb von elektromagnetisch bewegten Systemen met Hilfe von Transistoren*, Elektronik, **9** (1960) no. 3, p. 73-77.

[808] KALTHOFF, M., *Fortlaufende Differenzzählung zweier nichtsynchroner Impulsserien*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 6, p. 240-245.

[809] KOSFELD, R. EN RICKE, B., *Arbeitsweise eines direktanzeigenden Frequenzmessers für 50 Hz bis 300 kHz*, Elektronische Rundschau, **12** (1958) no. 2, p. 53-56.

[810] OESTERLIN, WILFRIED, *Neues Drehmomentmessverfahren mittels elektronischer Zähler*, Elektrotechnisch Zeitschrift, 1957, no. A 21, p. 803-805.

[811] MACEK, DR. O., *Phasenmessung bei Ton- und Hochfrequenzen* (Ring modulator), Archiv für Technisches Messen, februari 1961, V3631-10.

[812] HÖGNER, DIPL.-ING. F. EN UNGER, DIPL.-PHYS. E., *Fernmesseinrichtung mit Transistoren*, (*Frequenz-Gleichstromumformer*) Archiv für Technisches Messen, Oktober 1957, V3823-1.

[813] WOODBURY, J. R., *Measuring Phase with Transistor Flip-Flops*, Electronics, 22 September 1961, p. 56.

HOOFDSTUK 9

[900] *Germaniumdioden für die Mess- und Regeltechnik*, Elektronik, **6** (1957) no. 8, p. 248, 3B.

[901] WEISSER, WERNER, *Anwendung des Ringdemodulators zur phasenrichtigen Gleichrichtung*, Elektronik, **8** (1959) no. 4, p. 114-116, 7B.

[902] LOWE, CHARLES E., *Time-Voltage Pulse Discriminator*, TCA, 1957, p. 153-155.

[903] *Transistor Amplifiers for D.C. Signals*, Electronic Applications, **19** (1958/59) no. 1, p. 1.

[904] *Funkenlöschung mit Zenerdioden*, Elektronik, **9** (1960) no. 11, p. 349-350, 1B.

[905] TAEGER, W., *Anwendungen von Zenerdioden in Elektrotechnik und Elektronik*, Elektronische Rundschau, **13** (1959) no. 3, p. 94-96.

[906] *Betrachtung zur Temperaturstabilisering von Transistorschaltungen*, Elektronik, **6** (1957) no. 7, p. 213, 3B.

[907] MEYER-BRÖTZ, G., *Die Stabilisierung von Gleichspannungen mit geschalteten Transistoren*, Elektronische Rundschau, **12** (1958) no. 10, p. 342-344.

[908] *Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden*, Elektronik, **7** (1958) no. 6, p. 185-186, 5B.

[909] LLOYD, A. G., *Overload Protection for Transistor Voltage Regulators*, Electronics, **23** (december 1960), p. 56-59.

[910] DITTBERNER, ING. HEINZ, *Transistoren als Bauelemente einer Gleichspannungsquelle hoher Konstanz und kleiner Ausgangsimpedanz*, Elektronik, **8** (1959) no. 4, p. 122-124, 5B.

[911] *Planung von stabilisierten Stromversorgungsgeräten mit Transistoren*, Elektronik, **8** (1959) no. 4, p. 99-101, 7B.

[912] *Niederspannungsnetzgeräte mit Transistoren*, Elektronik, **8** (1959) no. 10, p. 320-321, 5B.

[913] LARASS, W., *Transistorstabilisierte Netzgeräte*, Elektronische Rundschau, **14** (1960) no. 2, p. 51-55.

[914] DANKLEFESN, H. EN HITZ, U., *Eine transistorgeregelte Gleichstromquelle hoher Konstanz*, Elektronik, **9** (1960) no. 1, p. 25-26, 4B.

[915] MANHAU, H., *Eine universelle Eingangstufe für elektronische Zähler*, Elektronische Rundschau, 13 (1959) no. 9, p. 324-327.

[916] HELLER GERHARD, *Ein Generator zur Erzeugung von Treppenspannungen*, Elektronik, **6** (1957) no. 6, p. 167-168, 5B.

[917] *Halbleiter-Bauelemente in der Messtechnik*, VDE Buchreihe Band 7, VDE-Verlag GmbH, Berlin, 1961.

[918] LEE, F., *Transistor Linear Sweep Generator*, Electronics, 16 december, 1960.

[919] EARNSHAW, J. B., *Diode pumpintegrator*, Electronic Engineering, 1956.

[920] ZOLINGEN, J. J. VAN, *De instrumentatie voor een subkritische homogene suspensiereactor, IIIa. Het meten van grote neutronenflux met behulp van snelle impulstelkanalen*. Philips Techn. T. **21** (1959), p. 136-146.

[921] BURTON, P. L. EN WILLIS, J., *Unusual transistor circuits*, Wireless World, 1958 no. 3, p. 107.

[922] GANGELY, U. S., *Linear Frequency Discriminator*, Electronic technology, November 1961, p. 401-405.

ALFABETISCH REGISTER

Aanspreekspanning 53
Actieve tellers 126
Amplitude-discriminator . 52, 53, 137, 198
Analoge indicatie 185
— meettechniek 183
— teller 214
Analoog-digitaal komparator 97
— omvormer 63, 97, 141
— omzetter 53
A-stabiele vibrator 54
Automatische regeling, omvormer met 139

Band-doorlaatfilter 141
Band-sperfilter 141
Basisbesturing 44
— schakeling 2
Begrenzer 142
Belastingstabel 146
Besturing 56, 137
— van een montagemolen 176
— van de wikkelmachine 167
Binaire indicatie 120
Biquinaire teldecade 111, 128
Bistabiele schakeling 141
— vibrator 42, 103
— vibratorschakeling 87
Blocking oscillator 63
Bouwstenen 146

Cadmiumsulfide 124
Chopper 21
Cijfer-schrijfmachines 120
Cijferwielen met motorbesturing . . . 119
Coderen 103
Collectorbasisschakelaar 72
— besturing 44
— dissipatie 8, 27
— schakeling 2
Contactloze machinebesturing 165
Continu regelbare potentiometer . . . 23

Decade-tellerbuis 120
Decodeerschakeling 121
Decodering van binaire stelsels 113
Decoderingsmatrix 117
Demodulator 141
Differentiaaltrafo 141
Differentiator met differentiërend element 141

Digitale apparatuur zonder indicatie . 185
— comparator 208
— techniek 65
— tijdschakelaar 214
— voltmeter 181
Diodebegrenzers 234
— brugschakeling 141
— matrix 141
Discriminator 141, 231
Dissipatie, collector- 8
Donkerstroom 100
Drukopnemer 140

Elektrische eigenschappen van de schakelaar 1
Elektro-magnetische impulsgevers . . 133
Elektromechanische indicators 119
Elektronenschakelaar 142
—, optische 140
Elektronenstraalbuis 120
Elektronische schakelaar 141
Elektro-optische indicators 119
— machinebesturing 169
Elementen met rekstrookjes 140
Emissorschakeling 2
— volger 24, 72, 73, 146, 151
‚En' schakelingen 69, 79, 98

Fall time 30
Faze-gevoelige schakelaar 21, 23
Fazedraaier-schakeling 141
Fazemeting 196
— omkeertrap 141
— verschuiving 195
Ferrietringen-matrix 141
Filter 141
Flip-flop 42, 44, 61
Foto-elektrisch opnemer-element . . 133
Fototransistor 100
— weerstanden 124
Frequentiedeler 103, 141, 203
— meter 163, 187
— metingen 231

Geheugens 113
Gelijkrichter 141
Gelijkspanningsomvormer met motorgenerator 139

Gelijkstroomregeling 185
Glimlamp-decadebuis 120
Heen- en terugtellers 128
Herhalingsfrequentie 46, 55
Herstel-schakeling 105
Hersteltijd 46
Hoog-doorlaatfilter 141
Hysteresisfiguur 53

Ideale vorm 34
Impulsbreedte 195
Impulsgever, elektromagnetische . . . 133
— optische 140
— met piëzo-elektrisch element . . . 141
— volgens het elektrostatische principe 140
— volgens het inductieve principe . . 140
— op weerstandsverandering 140
Impulsvormer 149
Indicatie-apparatuur voor tellers . . . 119
Indicator 142
—, elektromechanische 119
—, elektro-optische 119
— voor tolerantiegrenzen 198
Inschakeltijd 30, 31
Integrator 141, 231
Invers paar 69
Inverter amplifier 67

Jengelmeters 187

Koelplaten 27
Komparators 87
Koppelmeters 192
Korotkow-tonen 198
Kortsluitschakelaar 60
Koud-kathode decade-cijferindicator . 123

Laag-doorlaatfilter 141
Lichtstroom 100
Loading table 146
Logische algebra 77
— schakelingen 65, 142

Matrix 115
Mengtrap 141
Meting van tijdsvertraging 195
Monostabiele vibrator . . 44, 54, 149, 203
Montagemolen 176
Motorgenerator, gelijkspanningsomvormer met 139
Multivibrator 54

‚Nand' 86
‚Niet' functie 73
Norbit 143
‚NOR' schakelingen 85
‚Of' schakelingen 75, 97
Omkeerparen 82
— schakelaar 67, 69
— schakeltrap 151
— versterker 37, 67
Omvormer met automatische regeling 139
— met gestabiliseerde gelijkspanning 139
— met regelmogelijkheid 139
— wisselspanning-gelijkspanning . . 139
One-shot 149, 203
— vibrator 44
Optische elektronenschakelaar 140
— impulsgever 140

Parallel-regeling 24
— schakeling 26
Passieve teller 125
Piëzo-elektrisch 141
Ponskaart-drukmachines 120
Positieve hulpspanning 13
— voorspanning van de basis 14
Potentiometer, continu regelbare . . . 23
Programmabesturing 137
Puls-shaper 149
Pulsvormer 52

Regelen 138
Regelmogelijkheid, omvormer met . . 139
Regeltrap 24
Registratie 142
Reset 59
— schakeling 105
Ringtellers 113, 127, 130, 177
Rise time 30

Schakelaar 1
Schakeltijden 29
— bij overbesturing 33
Schakeltransistor 3
Schmitt-trigger 47, 62, 137
Schuiflijn 111
— register 127, 148, 176
Serie-regeling 24
Set 59
Spanningsniveau-indicator 52
Spanningsomvorming 42
Steilheid 36
Storage time 30
Stroomstabilisator 140
— versterking 8
Stuursignaal 34

Symbolen 97
Synchrone schakelaar 206
Systemen voor het meten en besturen met behulp van digitale techniek . 137

Teldecade 156
—, biquinaire 111, 128
Teller 103, 141, 146
— met afleesapparatuur 125
— ingangsschakelingen voor 130
— met voorinstellingen 126
Tijdmeter 158
Tijdschakelaar 158, 161
Tijdsverloop 30
Tijdsvertragingen 203
Toerental-tolerantiemeters 187
Toerenteller 163
Top-tot-top voltmeter 190
Transistor-gelijkspanningsomvormer . 139
Transistorschakelaar als triller 21
— met basisweerstand 11
Transistor-stroomschakelaar met emissorstroombegrenzing 20
Triggering 42, 56
Trillers 42
Tunneldiode 51

Uitschakeltijd 30, 32
— bij inductieve belasting 39
Univibrator 44

Vergelijkingsschakeling 87
Vermogenstrap 152
Vervangingsschema 30
Vibrator 42, 43, 56, 66
— monostabiele 54
Voltmeter 142
— digitale 181
Voorkeurstanden 61

Warmtedissipatie 6
Weerstandsmatrix 141
Wisselspanningsomvormer 63

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK